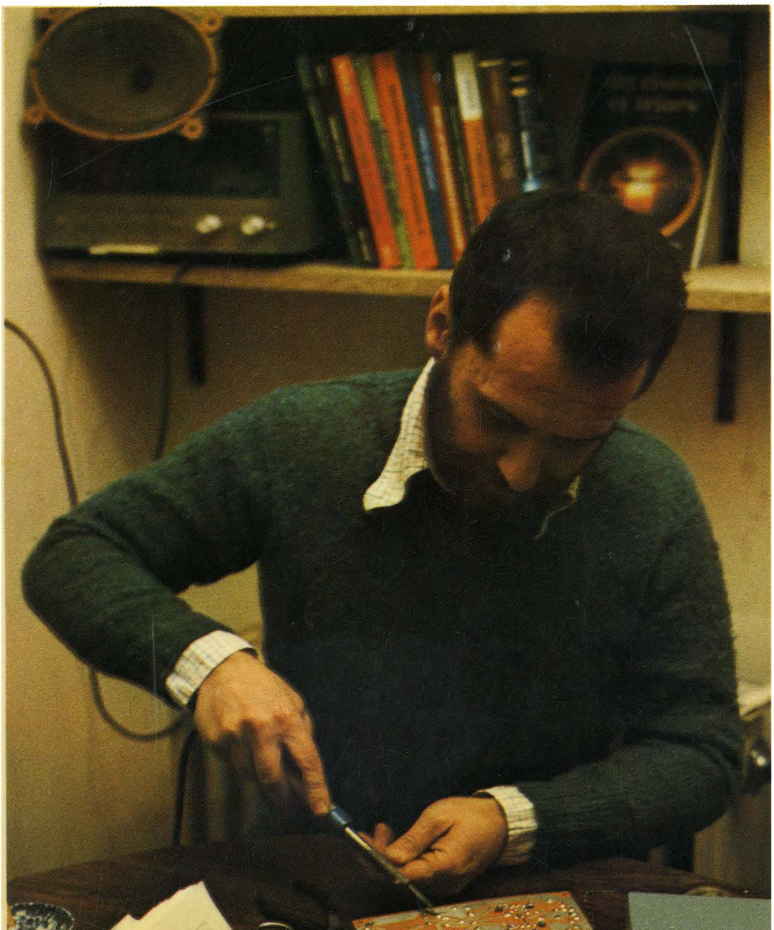
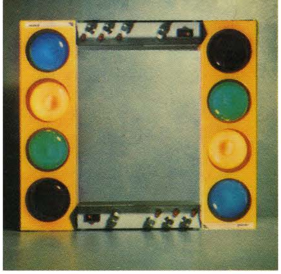
# 50
# MONTAGES ELECTRONIQUES
# THYRISTORS
## à réaliser soi-même



W. SOROKINE



EDITIONS
RADIO

# au service de l'électronique d'aujourd'hui

## 1. électronique professionnelle

**électronique actualités**

Journal hebdomadaire des cadres de l'industrie électronique

**Electronique & applications industrielles**

Revue technique bimensuelle d'applications industrielles de l'électronique

**Toute l'Electronique**

Revue mensuelle des ingénieurs et techniciens de l'électronique

**automatique & informatique industrielles**

Revue mensuelle des techniques et applications industrielles de l'automatisation

## 2. électronique grand public

**électronique pour vous HiFi Magazine**

Le magazine qui fait autorité par la valeur de ses études.

**la nouvelle REVUE DU SON**

DES IDEES ■ DES NOUVEAUTES ■ TOUS LES PRIX

La revue du véritable audiophile.

9, rue Jacob - 75006 PARIS
Tél. 033.13.65

# 50 MONTAGES ELECTRONIQUES THYRISTORS

à réaliser soi-même

**Du même auteur aux Éditions Radio :**

- Le dépistage des pannes TV par la mire et l'oscilloscope
- TV dépannage, (3 tomes)
- Électronique et loisirs - N° 1 : Montages électroniques simples (2e édition)
- Pannes radio
- Pannes TV
- Schémathèque
- 100 montages à transistors

W. SOROKINE

# 50 MONTAGES ELECTRONIQUES THYRISTORS

## à réaliser soi-même

Editions Radio
9, RUE JACOB - 75006 PARIS
TEL. 033.13.65 - C.C.P. 1164-34 PARIS

# INDEX


page

Quelques notions 11

3 Appareils pour l'essai des thyristors, diodes et triacs 22

9 Gadgets pour automobiles 31

5 Allumages électroniques 51

6 Orgues ou jeux lumineux 74

14 Circuits de temporisation 100

6 Relais et régulateurs de température 128

4 Chargeurs de batterie 142

4 Alimentations stabilisées 157


*Liste complète des montages : page suivante*

# 50 montages


| | | page |
|---|---|---|
| 1 | Appareil simple pour essayer les thyristors | 22 |
| 2 | Essayeur de thyristors sous 400 ou 800 V | 26 |
| 3 | Appareil ultra-simple pour essayer les thyristors | 29 |
| 4 | Cadenceur très simple pour essuie-glaces | 31 |
| 5 | Cadenceur pour essuie-glaces (1 thyristor et 2 transistors) | 33 |
| 6 | Cadenceur pour essuie-glaces (2 thyristors) | 35 |
| 7 | Ensemble de clignotants de direction et de détresse | 36 |
| 8 | Clignotant commandé par relais | 38 |
| 9 | Clignotant commandé par transistor | 40 |
| 10 | Allumage automatique des feux de position (relais) | 41 |
| 11 | Allumage automatique des feux de position (thyristors) | 44 |
| 12 | Antivol électronique pour automobile | 45 |
| 13 | Allumage électronique simple (— à la masse) | 51 |
| 14 | Allumage électronique simple (+ à la masse) | 53 |
| 15 | Allumage à transistors silicium | 57 |
| 16 | Allumage électronique de conception originale | 61 |
| 17 | Allumage électronique à contre-réaction de courant | 68 |
| 18 | Orgue lumineux à trois canaux (commande par transistors) | 76 |
| 19 | Orgue lumineux à trois canaux (commande par thyristors) | 76 |
| 20 | Orgue lumineux simplifié | 85 |
| 21 | Orgue lumineux (lumière proportionnelle à l'intensité du son) | 86 |
| 22 | Installation de lumière psychédélique | 92 |
| 23 | Clignotant à cinq lampes | 94 |
| 24 | Relais temporisé très simple (2 thyristors) | 100 |
| 25 | Relais à un seul thyristor | 102 |

# à thyristors


| | | page |
|---|---|---|
| 26 | Relais à thyristor tétrode | 105 |
| 27 | Relais à thyristor tétrode (remise à zéro indépendante) | 106 |
| 28 | Relais temporisé sur alternatif commandé par transistor | 108 |
| 29 | Relais temporisé sur alternatif commandé par 1 thyristor | 110 |
| 30 | Relais temporisé sur alternatif commandé par 2 thyristors | 111 |
| 31 | Relais temporisé sur alternatif commandé par 1 thyristor tétrode | 112 |
| 32 | Relais temporisé sur alternatif commandé par 2 thyristors tétrodes | 113 |
| 33 | Relais temporisé 30 mn | 113 |
| 34 | Temporisateur pour agrandisseur photographique | 117 |
| 35 | Temporisateur simple | 121 |
| 36 | Relais à temporisation (jusqu'à 300 secondes) | 123 |
| 37 | Relais temporisé alimenté par piles | 125 |
| 38 | Relais (max. 150 W) cde par variation positive de résistance | 128 |
| 39 | Relais (max. 150 W) cde par variation négative de résistance | 128 |
| 40 | "Fusible" électronique universel | 131 |
| 41 | Relais sensible au son | 134 |
| 42 | Régulateur de température | 135 |
| 43 | Autre régulateur de température | 138 |
| 44 | Chargeur automatique 6 V | 142 |
| 45 | Chargeur automatique 6 V - 1 A | 144 |
| 46 | Chargeur automatique 12 V - 5 A | 147 |
| 47 | Chargeur automatique 12 V - 5 ou 1 A | 151 |
| 48 | Alimentation stabilisée 185 V - 1 A | 157 |
| 49 | Alimentation stabilisée avec protection électronique | 162 |
| 50 | Régulateur de tension | 167 |
| 51 | Alimentation stabilisée protégée par thyristor | 170 |

# introduction

*Les thyristors, et leurs « cousins » les triacs, sont encore relativement mal connus, en ce sens qu'on n'apprécie pas toujours exactement leurs possibilités et leurs limites, d'où un certain nombre d'échecs et de déceptions.*

*En simplifiant, on peut dire que l'un et l'autre, thyristor et triac, sont des interrupteurs que l'on actionne à l'aide d'un signal électrique, au lieu d'un bouton ou d'un levier manœuvré à la main. Or, lorsque vous achetez un interrupteur, il comporte toujours l'indication de la tension et du courant que l'on ne doit pas dépasser sous peine de voir ses contacts détériorés plus ou moins vite. Il en est de même lorsqu'il s'agit d'un thyristor (ou d'un triac), avec cette circonstance aggravante qu'en cas d'une surcharge vraiment excessive un semi-conducteur « claque » beaucoup plus vite qu'un interrupteur mécanique.*

*L'intérêt énorme des thyristors et des triacs est leur pouvoir de coupure* en intensité, *sans qu'on ait à se préoccuper de la qualité des contacts, de leur usure, de la formation d'arcs, etc. Pour fixer les idées, disons que des thyristors pouvant supporter 90 à 100 A sous plusieurs centaines de volts ou même sous plus de 1 000 V sont monnaie courante et que leurs dimensions sont, en gros, celle d'un cylindre de 25 × 25 mm. Et pour faire fonctionner un tel interrupteur il suffit de lui appliquer un signal de 2,5 à 3 V - 150 à 250 mA !*

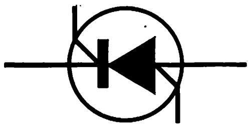
*Dans cet ouvrage nos ambitions sont beaucoup plus modestes et nous nous contentons de thyristors fonctionnant avec une intensité de 0,5 à 2 A le plus souvent, et sous une tension ne dépassant pas 400 V, et encore exceptionnellement. Notre but a été de montrer tout ce qu'on peut faire avec des thyristors ou parfois, des triacs dans le domaine de « petite puissance », c'est-à-dire celui des montages simples, fonctionnant le plus souvent sur batteries ou des sources de basse tension et ne demandant, en règle générale, que peu de matériel et très peu de mise au point.*

*En effet, dans presque tous les systèmes décrits, les thyristors utilisés fonctionnent par tout ou rien, ce qui implique un régime analogue pour les transistors chargés de créer le signal de déclenchement : bascules bistables ou, simplement, des étages où, grâce à l'action d'un signal extérieur, un transistor passe de la conduction au blocage et inversement.*

*Ce régime particulier rend beaucoup moins critique le choix des transistors utilisables ainsi que la valeur de la plupart des composants, sauf si cette valeur intervient dans une constante de temps, par exemple. De toute façon, chaque réalisation est accompagnée d'une revue détaillée du matériel à utiliser et des possibilités de remplacement des différents transistors, diodes et thyristors.*

*En ce qui concerne les montages eux-mêmes, nous avons, avant tout, recherché la variété, de façon à donner au lecteur un tableau aussi complet que possible de l'utilisation des thyristors dans les domaines les plus divers : automobile (signalisation, commande d'essuie-glaces, allumage électronique, etc.); jeux de lumière de toute sorte; relais temporisés aux applications multiples; dispositifs de régulation de température, de puissance, etc.; chargeurs automatiques de batteries; systèmes d'alimentation stabilisée à protection contre les courts-circuits ou les surcharges, etc., etc.*

*L'ensemble est précédé d'un rappel de notions essentielles sur le principe et le fonctionnement des thyristors et des triacs, et de la description de trois appareils très simples permettant de procéder à quelques essais élémentaires de ces semi-conducteurs : coupure, court-circuit, tenue en tension, action de la gâchette, etc.*



chapitre 1

# rappel de quelques notions

## Conducteurs, isolants et semi-conducteurs

Le thyristor est un dispositif semi-conducteur qui possède deux états : conducteur ou non conducteur, autrement dit ouvert ou fermé. Il fait partie d'une importante famille de diodes ou redresseurs dit commandés, à laquelle appartiennent également des triacs, des thyristors à double commande, etc.

On peut ranger, *grosso modo*, tous les matériaux en deux catégories : conducteurs et isolants. Les premiers, qui englobent en particulier la plupart des métaux, permettent un passage généralement facile du courant électrique. Au contraire, les isolants, comme le verre, le bois (sec) et la plupart des céramiques offrent une résistance, en règle générale très grande, au passage du courant. Entre ces deux groupes nettement définis s'étend une vaste gamme de matériaux qui ne sont ni particulièrement conducteurs, ni spécialement isolants et qu'on appelle, pour cette raison, des semi-conducteurs, parmi lesquels on peut citer le sélénium, le germanium et le silicium.

Dans tout ce qui suit, il ne sera question, cependant, que de ce dernier, dans la mesure où il se trouve à la base de la fabrication des thyristors.

L'atome de silicium est doté de quatre électrons sur son orbite de valence, qui peut en contenir huit. S'il y avait moins de quatre électrons, le silicium serait un isolant; s'il y en avait; plus de quatre, on aurait affaire à un conducteur. Avec quatre électrons, cependant, le silicium possède exactement ce qu'il faut pour perdre des électrons comme pour en recevoir. Ainsi, sous certaines conditions, les atomes de silicium peuvent être considérés comme chargés positivement (s'ils ont perdu un électron) ou négativement (s'ils ont reçu un électron supplémentaire).

Dans un cristal de silicium, ces atomes déterminent l'excès ou l'insuffisance d'électrons pour le cristal tout entier. Les cristaux présentant un excès d'électrons constituent du silicium de type *n* (négatif); ceux qui ont une insuffisance d'électrons sont du silicium de type *p* (positif).

## Diode

Une diode représente le plus simple des dispositifs semi-conducteurs et se compose de deux « plaquettes » de silicium l'une de type *n*, l'autre de type *p*, les deux formant ce qu'on appelle une jonction *p-n*. Le but de cet assemblage est de permettre le passage du courant dans un sens seulement.

Comme on peut le voir dans la figure 1-1, une diode présente deux états possibles. Lorsqu'on lui applique une tension de façon telle que le pôle positif se trouve sur la zone *p* (anode) (fig. 1-1 *a*) et le pôle négatif sur la zone *n* (cathode), le courant ($I_f$) passe sans difficulté, la chute de tension aux bornes de la diode ($V_f$) étant inférieure à 1 V.

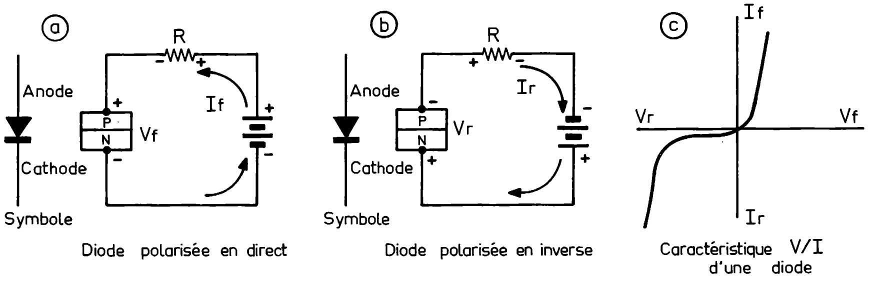



**Fig. 1-1. — Courants dans un circuit à diode polarisée en direct (*a*), en inverse (*b*) et allure de la courbe tension-courant d'une diode (*c*).**

Si la tension appliquée est inversée (négatif sur l'anode, *p*; positif sur la cathode, *n*), comme le montre la figure 1-1 *b*, seul un courant très faible, appelé inverse ($I_r$), peut passer, représentant généralement moins de 0,5 mA. Dans ce cas, la totalité pratiquement de la tension appliquée apparaît aux bornes de la diode ($V_r$).

Cependant, si on augmente la tension inverse $V_r$ au-delà de la limite dite de claquage, un courant inverse important pourrait prendre naissance. De même, si on s'arrange pour augmenter le courant inverse $I_r$, la tension inverse $V_r$ aux bornes de la diode augmente aussi.

On admet, par convention, que le passage du courant s'effectue suivant la direction de la flèche du symbole schématique de la diode. En réalité, le flux d'électrons se déplace en sens inverse, mais dans tout ce qui suit nous adopterons le sens conventionnel pour tout courant traversant une diode.

## Transistor *p-n-p*

Si on connecte deux diodes en série et en opposition, on obtient un ensemble représenté dans la figure 1-2, où la diode $D_2$ est polarisée en direct, tandis que $D_1$ l'est en inverse. Le seul courant qui passe, dans ces conditions, est le courant inverse $I_r$ de la diode $D_1$.

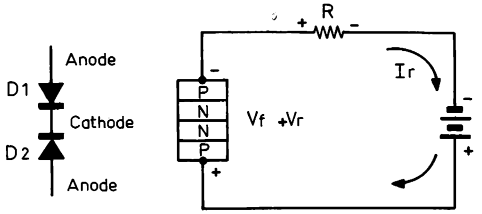



**Fig. 1-2. — Dans un circuit comportant deux diodes connectées en série et en opposition, seul le courant inverse de l'une des diodes peut circuler.**

Les deux zones *n* adjacentes représentées dans la figure 1-2 peuvent être réunies en une seule. Si on ajoute à cela une deuxième batterie permettant de polariser en direct la diode $D_2$ (fig. 1-3), on fait apparaître ce que l'on appelle « effet transistor », où l'on distingue trois zones : *p* réunie au pôle négatif et appelée *collecteur; p* réunie au pôle positif et appelée *émetteur; n* réunie au pôle négatif de la batterie auxiliaire et appelée *base.*

Dans ces conditions, il se produit un phénomène très intéressant : un faible courant de base ($I_b$) passant à travers la diode inférieure déclenche un courant beaucoup plus important ($I_c$) dans le circuit de collecteur à travers la diode supérieure, polarisée en inverse. Ce courant de collecteur $I_c$ se maintient aussi longtemps qu'existe le courant de base $I_b$.

Le dispositif semi-conducteur ainsi constitué est appelé transistor et on l'utilise aussi bien en tant qu'amplificateur, interrupteur ou oscillateur.

Si un transistor est utilisé en interrupteur, le rapport de $I_c$ à $I_b$ augmente jusqu'à une certaine limite à partir de laquelle $I_c$ n'augmente

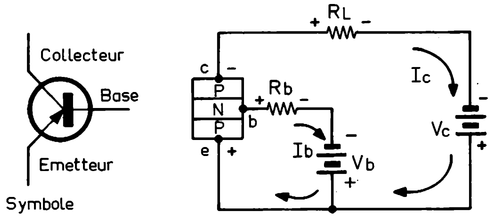



**Fig. 1-3. — En ajoutant une deuxième batterie au montage de la figure 1-2, on obtient l'équivalent d'un transistor.**

pratiquement plus. On dit alors que le transistor est saturé, et la chute de tension entre le collecteur et l'émetteur de ce dernier ($V_{ce}$) représente une fraction de volt, ce qui correspond, approximativement, à l'état d'un interrupteur fermé.

Inversement, lorsque le courant $I_b$ est nul, le dispositif revient à ce qui est représenté dans la figure 1-2, où la tension $V_{ce}$ représente la somme de $V_f$ et de $V_r$, et où le courant $I_c$ est égal à $I_r$. Le transistor est alors bloqué, et comme aucun courant ne passe, il peut être considéré comme un équivalent grossier d'un interrupteur ouvert.

Comme le transistor représenté dans la figure 1-3 se compose, dans l'ordre, de zones *p, n* et *p*, on le nomme transistor *p-n-p-*.

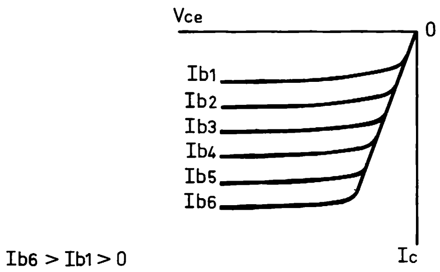



**Fig. 1-4. — Comportement d'un transistor en fonction de la tension collecteur-émetteur et du courant de collecteur pour différentes valeurs du courant de base.**

Le comportement d'un transistor en fonction de $V_{ce}$ et de $I_c$, pour un certain nombre de valeurs différentes de $I_b$, est représenté dans la figure 1-4.

## Transistor *n-p-n*

On a souvent intérêt de former un transistor à partir d'une structure *n-p-n* plutôt que *p-n-p*. La figure 1-5 représente cet « arrangement », et

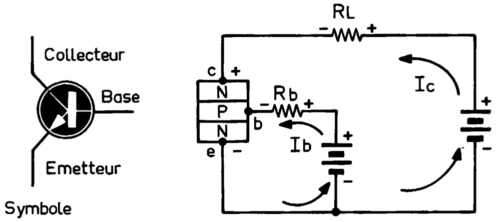



**Fig. 1-5. — Le montage d'un transistor *n-p-n* ne diffère de celui d'un *p-n-p* que par la polarité des tensions d'alimentation et le sens des courants.**

ne diffère de la figure 1-3 qu'en ce qui concerne la polarité des tensions d'alimentation et, par conséquent, le sens des courants, qui est inversé. Tout ce qui a été dit à propos des transistors *p-n-p* reste valable ici.

## Circuits à transistors

On doit remarquer qu'aussi bien dans les transistors *p-n-p* que dans les *n-p-n* les courants $I_b$ et $I_c$ circulent en sens contraire de la flèche de l'émetteur figurant sur la représentation schématique. Autrement dit, dans un *p-n-p*, ces deux courants « sortent » du transistor, tandis que dans un *n-p-n* ils « rentrent » dans le transistor. Ce principe simplifie l'analyse des circuits à transistors, mais il faut souligner que la flèche figurant dans la représentation schématique d'un transistor ne correspond à aucune réalité physique, puisque la structure d'un transistor est un assemblage de « plaquettes » ou de « couches ».

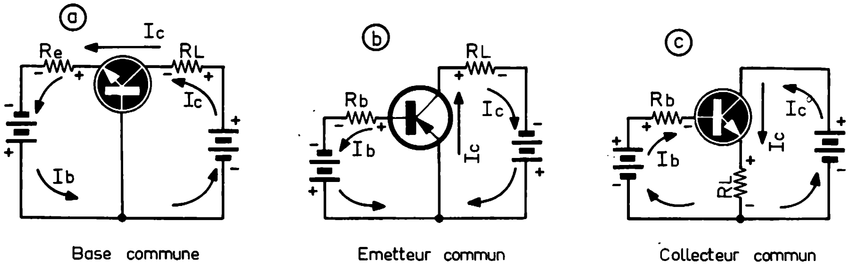



**Fig. 1-6. — Les trois montages de base d'un transistor, *b* et *c* étant le plus fréquemment utilisés.**

La figure 1-6 représente les trois montages de base d'un transistor qui sont, tous les trois, utilisés soit en *p-n-p*, soit en *n-p-n*, avec, cependant une fréquence plus grande pour *b* (émetteur commun) et *c* (collecteur commun). Dans tous ces montages, un faible courant $I_b$ détermine un courant de collecteur $I_c$ beaucoup plus important et dans le même sens.

## Thyristors

Vers le milieu des années 50 l'industrie électronique s'est trouvée en possession d'équivalents « solides » des tubes diodes, triodes, pentodes et régulateurs, mais il manquait encore un dispositif « solide » pour remplacer des tubes thyratrons et ignitrons. Ces tubes étaient dotés d'une caractéristique très particulière : ils pouvaient être déclenchés par un très faible courant continu ou simplement une impulsion.

Étant donné qu'une puissance relativement importante pouvait être commandée par un faible courant, ces tubes étaient très largement utilisés dans les applications où il s'agissait de commander des courants élevés. Ainsi, les thyratrons étaient principalement utilisés dans les systèmes de variateurs de vitesse pour moteurs, et les ignitrons dans les postes de soudure et pour la commande de moteurs plus puissants.

En 1956 parut, aux U.S.A., la description d'un dispositif semi-conducteur doté de caractéristiques très proches de celles des thyratrons et ignitrons, et on peut dire que cette publication a marqué l'avènement des thyristors dont la commercialisation a commencé à peu près un an plus tard.

Les tout premiers thyristors coûtaient cher, à tel point qu'un nombre relativement restreint de « privilégiés » ont eu l'occasion de les expérimenter. Mais qu'on se rassure : aujourd'hui, si en France on n'a pas de pétrole, on a des thyristors et à des prix tout à fait abordables.

## Structure d'un thyristor

On a vu plus haut que si deux diodes sont montées en séries, en anode commune ou en cathode commune, à l'intérieur d'un même élément semi-

conducteur, on obtient un dispositif appelé transistor. Si, au contraire, les deux diodes sont montées en série de telle façon que leurs zones *p* et *n* se trouvent alternées et forment un « sandwich » *p-n-p-n*, le dispositif obtenu (à condition que la zone *n* médiane ne possède aucune connexion vers l'extérieur) constitue alors un thyristor, dont la figure 1-7 représente la structure. Généralement, les trois sorties sont désignées par la lettre *a* ou *A* pour l'anode, *k* ou *K* pour la cathode et *g* ou *G* pour l'électrode de commande ou gâchette (la lettre *k* ou *K* est utilisée pour désigner la sortie de cathode, afin d'éviter toute confusion avec le collecteur, *c*, d'un transistor).

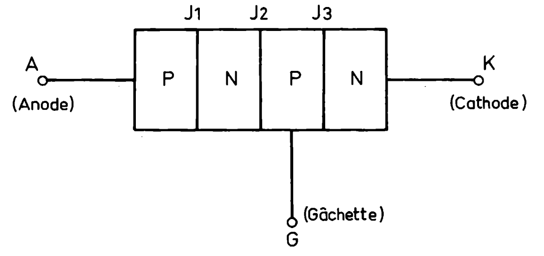



**Fig. 1-7. — Un ensemble de zones *p* et *n* disposées de cette façon et comportant une « sortie » permettant l'accès à la zone *p* interne, constitue un thyristor.**

Si la gâchette de la figure 1-7 est « libre » et qu'une tension est appliquée entre l'anode et la cathode du thyristor (l'anode positive par rapport à la cathode), la jonction $J_2$ est polarisée en inverse, ce qui interdit tout passage de courant. Si on inverse la polarité de la source de tension (la cathode positive par rapport à l'anode), ce sont les jonctions $J_1$ et $J_3$ qui se trouvent polarisées en inverse et le passage du courant est interdit de la même façon.

Dans la plupart des thyristors, la jonction $J_3$ peut être assimilée à une diode Zener de faible tension, de sorte que c'est la jonction $J_1$ qui fonctionne comme blocage principal lorsque l'anode est négative par rapport à la cathode. Il en résulte qu'en l'absence de tout signal (tension ou impulsion) sur la gâchette, un thyristor apparaît comme un circuit ouvert (impédance très élevée) aussi longtemps que le seuil de claquage de la jonction-diode ($J_3$) n'est pas dépassé.

Pour concevoir un thyristor en tant qu'un dispositif à trois sorties, il fautle considérer comme un équivalent de deux transistors.

On peut imaginer le thyristor de la figure 1-7 scindé en deux parties, suivant la disposition de la figure 1-8 *a*, l'ensemble obtenu étant bien équivalent à deux transistors, avec $T_1$ *p-n-p* et $T_2$ *n-p-n*, comme le montre la figure 1-8 *b*.

Il est visible que le courant d'anode ($I_a$) du thyristor est égal à la somme des courants de collecteur des deux transistors qui le composent :

$$I_a = I_{c1} + I_{c2}$$

Or les courants de collecteur de $T_1$ et $T_2$ s'expriment par les deux relations suivantes :

$$I_{c1} = B_1(I_{c2} + I_{cbo1}) + I_{cbo1};$$
$$I_{c2} = B_2(I_{c1} + I_{cbo2}) + I_{cbo2}.$$

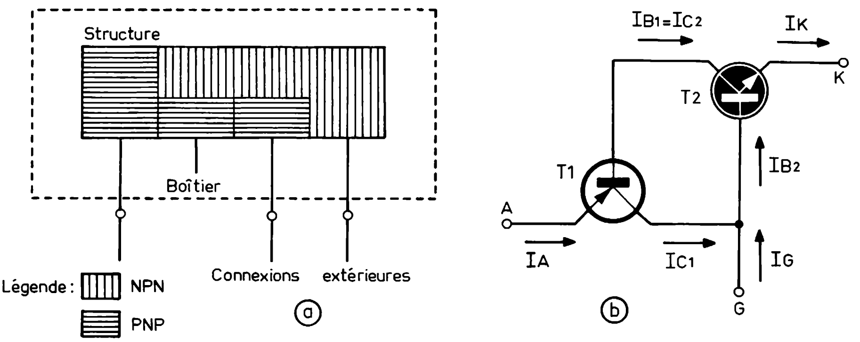



**Fig. 1-8. — Une autre façon de représenter la structure de la figure 1-7 (*a*), qui se révèle équivalente à l'assemblage de deux transistors suivant (*b*).**

Dans ces relations, $B_1$ et $B_2$ représentent le gain des transistors $T_1$ et $T_2$, tandis que $I_{cbo1}$ et $I_{cbo2}$ sont des courants résiduels collecteur-base des deux transistors.

En résolvant les trois équations ci-dessus par rapport au courant d'anode $I_a$ du thyristor on aboutit, après diverses « manipulations »,

$$I_a = \frac{(1 + B_1)(1 + B_2)(I_{cbo1} + I_{cbo2})}{(1 - B_1 \cdot B_2)} \qquad (1)$$

Si on analyse cette relation, en tenant compte du fait que $B_1$ et $B_2$ augmentent lorsque le courant $I_a$ augmente, on voit que le courant $I_a$ maximal a lieu lorsque le produit $B_1 \cdot B_2$ tend vers 1, c'est-à-dire lorsque le dénominateur tend vers 0. Dans ces conditions, le courant $I_a$ n'est limité que par la résistance interne de la source d'alimentation et par la charge extérieure.

L'équation (1) ci-dessus ne tient pas compte des effets du courant de gâchette ($I_g$). Si on introduit ce dernier dans l'équation (1) on obtient

$$I_a = \frac{(1 + B_1)(1 + B_2)(I_{cbo1} + I_{cbo2}) + B_2(1 + B_1) I_g}{(1 - B_1 \cdot B_2)} \qquad (2)$$

On voit que cette équation ne diffère de la précédente que par la présence du terme $B_2 (1 + B_1) I_g$ dans le numérateur. Cela signifie que si on applique une tension entre l'anode et la cathode du thyristor, les courants résiduels des deux transistors constituent le premier terme du numérateur. Il suffit alors que le courant de gâchette puisse provoquer un courant d'anode tel que le produit $B_1 \cdot B_2$ tende vers l'unité et provoque l'amorçage du thyristor.

Il faut noter encore quelques particularités de comportement des thyristors, particularités qui découlent directement des caractéristiques des transistors « équivalents ».

1. Le gain d'un transistor augmentant avec la température, le courant de gâchette, nécessaire pour commander un thyristor, décroît lorsque la température augmente.

2. Étant donné que le courant résiduel $I_{cbo}$ intervient dans la commande d'un thyristor, la tension anode-cathode influe sur les caractéristiques de commande. Lorsque la tension anode-cathode augmente, le courant de gâchette nécessaire pour l'amorçage du thyristor diminue.

## Triac

Triac représente la contraction du terme anglo-saxon « triode ac (switch) », ce qui signifie « triode coupe-courant alternatif ». En bref, c'est un thyristor à conduction bidirectionnelle, qui possède, de ce fait, la plupart des propriétés d'un thyristor. La figure 1-9 *a* représente, en simplifié, les différentes couches et pastilles composant un triac et la figure 1-9 *b* en montre la représentation schématique.

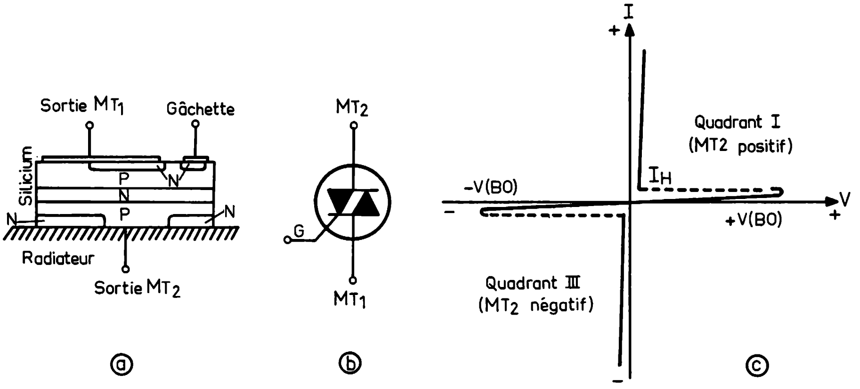



**Fig. 1-9. — Structure d'un triac (*a*), sa représentation schématique (*b*) et ses courbes caractéristiques tension-courant (*c*).**

Dans un triac, les deux sorties principales, celles auxquelles est appliquée la tension d'alimentation, ne sont pas désignées anode et cathode comme dans un thyristor, à cause justement du caractère bidirectionnel du dispositif. Au lieu de cela, les deux sorties principales sont simplement numérotées 1 et 2.

La troisième sortie garde son nom et son attribution : la gâchette, qui permet, par le signal qui lui est appliqué, de bloquer ou d'amorcer le triac.

Par convention, toutes les tensions et tous les courants sont considérés par rapport à la sortie principale 1; ainsi MT2 + signifie que la sortie 2 est positive par rapport à la sortie 1 (MT1). Le signal de commande d'un triac est appliqué entre la gâchette et la sortie MT1 et son amplitude est du même ordre de grandeur que celle nécessaire pour un thyristor de puissance comparable.

A la différence d'un thyristor, un triac peut être amorcé suivant quatre modes différents, comme l'indique le tableau 1-1.

*Tableau 1-1. — Modes de commande d'un triac*

| Polarité de la tension sur MT2 | Polarité de la tension sur G | Mode de commande (quadrant) |
|---|---|---|
| + | + | I + |
| + | − | I − |
| − | + | III + |
| − | − | III − |

L'utilisation pratique d'un triac demande une certaine circonspection, car le courant de gâchette maximal n'est pas toujours indiqué pour chacun des quatre modes de commande. De plus, la « sensiblilté » de la gâchette varie très nettement suivant le mode de commande choisi, I + et III — étant le plus sensibles, I— venant ensuite et III + en dernier. Il n'est pas rare pour le courant de commande nécessaire en III + d'être 4 ou 5 fois supérieur à celui suffisant en I +.

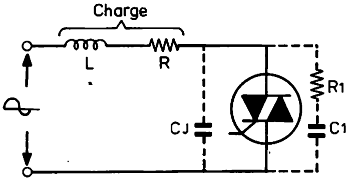



**Fig. 1-10. — Lorsqu'un triac commande une charge inductive (L), il est prudent de prévoir un circuit tel que $R_1$-$C_1$ pour étouffer des pointes de surtension prenant naissance au moment où le triac se désamorce.**

Dans un circuit, un triac laisse passer les deux alternances de la tension appliquée et, par conséquent, permet d'agir sur les deux par des moyens appropriés, s'apparentant en cela à un ensemble de deux thyristors connectés en antiparallèle et commandés par une même gâchette.

Cependant, si la commande d'un triac ne présente pas de difficultés particulières lorsqu'il s'agit d'une charge résistive (lampes à incandescence, radiateurs, éléments chauffants, etc.), il n'en est pas de même si on a affaire à une charge inductive (moteur, par exemple), où il est nécessaire de prendre certaines précautions pour éviter des pointes de surtension qui peuvent prendre naissance au moment où le triac se désamorce et détériorer le triac. Le plus souvent, on réduit l'importance de ces surtensions en shuntant le triac par un circuit $R_1$-$C_1$ (fig. 1-10), dont les valeurs classiques sont : $R_1 = 47\ \Omega$; $C_1 = 0{,}1\ \mu F$.

## Thyristor à double gâchette ou thyristor tétrode

Le thyristor tétrode est un dispositif semi-conducteur à quatre zones, disposées suivant la figure 1-11 *a* et dont chacune possède une sortie vers l'extérieur. Une telle structure est équivalente à l'assemblage de deux

transistors suivant le schéma de la figure 1-11 *b*. Enfin, la figure 1-11 *c* montre la représentation schématique d'un thyristor tétrode. Pour pouvoir différencier les deux gâchettes on les désigne par gâchette de cathode *(gk)* pour 2 et gâchette d'anode *(ga)* pour 3.

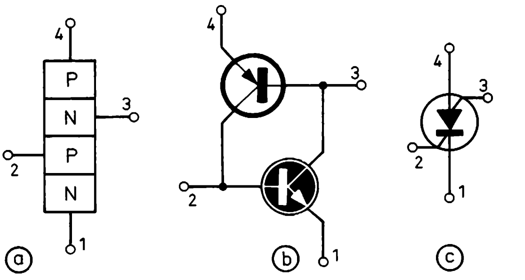



**Fig. 1-11. — Répartition des zones *p* et *n* dans un thyristor à double gâchette (*a*), montage équivalent réalisé avec deux transistors (*b*) et représentation schématique d'un thyristor tétrode (*c*).**

La présence de deux gâchettes confère à un thyristor tétrode une plus grande souplesse en ce qui concerne les caractéristiques et les applications de ce semi-conducteur, par comparaison avec un thyristor normal. En effet, un thyristor tétrode peut être amorcé ou bloqué à partir de chaque gâchette. Le déclenchement est obtenu par la polarisation directe de l'une ou de l'autre des deux diodes d'émetteur du schéma équivalent de la figure 1-11 *b*. Autrement dit, pour amorcer un tel thyristor, il faut rendre la gâchette 2 positive par rapport à 1, ou la gâchette 3 négative par rapport à 4 (fig. 1-12).

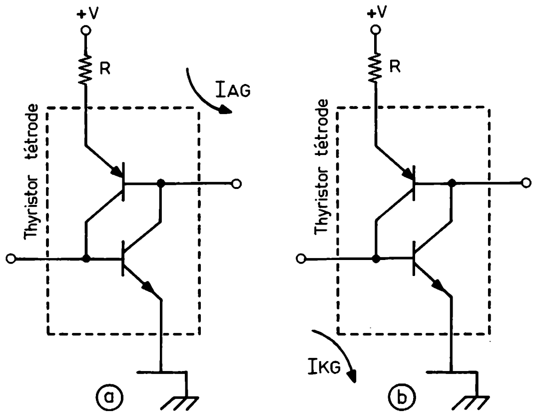



**Fig. 1-12. — Les deux façons d'amorcer un thyristor tétrode.**

Pour bloquer un thyristor tétrode on doit appliquer, en principe, sur l'une ou l'autre des gâchettes un signal de polarité opposée à celle qui est nécessaire pour l'amorçage, mais l'efficacité de cette façon de procéder dépend de plusieurs facteurs : courant d'anode (efficacité meilleure aux faibles courants); position de la charge (gâchette la plus éloignée de la charge est la plus efficace); courant de gâchette (le plus élevé étant le meilleur, comparativement, bien entendu).

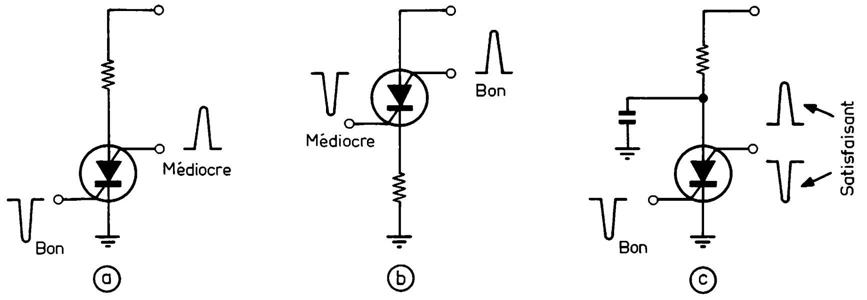
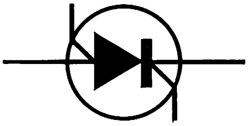



**Fig. 1-13. — L'efficacité de l'action de l'une ou de l'autre gâchette lorsqu'il s'agit de bloquer un thyristor tétrode.**

La figure 1-13 permet de comparer l'efficacité de l'action de l'une ou de l'autre gâchette, suivant le montage, lorsqu'il s'agit de bloquer un thyristor. L'adjonction d'un condensateur aux bornes d'un thyristor tétrode peut faciliter le blocage dans les modes le moins sensibles.

Un thyristor tétrode peut être, bien entendu, utilisé comme un thyristor normal si on se contente de le commander par la gâchette de cathode, par exemple.



Chapitre 2

# 3 appareils pour l'essai des thyristors, diodes et triacs

un appareil simple pour essayer les thyristors

un essayeur de thyristors sous 400 ou 800 V

un appareil ultra-simple pour essayer les thyristors

## Un appareil simple pour essayer les thyristors

### SCHÉMA ET FONCTIONNEMENT

Il est souvent nécessaire d'effectuer une rapide vérification de l'état d'un thyristor, d'une diode ou d'un triac. La figure 2-1 représente le schéma d'un dispositif simple, qui se révèlera fort utile en ce qui concerne les essais portant sur les courants résiduels inverses, la chute de tension directe et le courant de commande appliqué à la gâchette. Il ne s'agit pas, à proprement parler, de mesures, puisque cet appareil est uniquement prévu pour répondre par oui ou par non : bon ou mauvais, suffisant ou insuffisant. Néanmoins, il suffit parfaitement pour repérer la plupart des défauts.

L'utilisation de cet appareil est d'une simplicité extrême. On reconnaît un « bon » échantillon par l'allumage d'une ampoule. Si l'ampoule ne s'allume pas lors d'un essai, le semi-conducteur doit être considéré comme défectueux.

Le thyristor $Th_1$, doté d'une gâchette très sensible, fonctionne en amplificateur à gain élevé et compare le signal correspondant de l'échantillon essayé à la tension critique de commande de gâchette. Il provoque l'allumage de la lampe $L_1$ si cette comparaison est satisfaisante.

Deux batteries séparées sont utilisées, l'une pour le circuit de mesure ($B_1$), l'autre pour celui d'indication ($B_2$ et $L_1$). Un contacteur rotatif ($S_1$) à cinq positions permet les essais suivants :

1. Vérification de l'état des batteries;
2. Action de la gâchette et chute de tension directe;
3. Courant de fuite inverse;
4. Courant de fuite direct;
5. Arrêt de l'appareil.

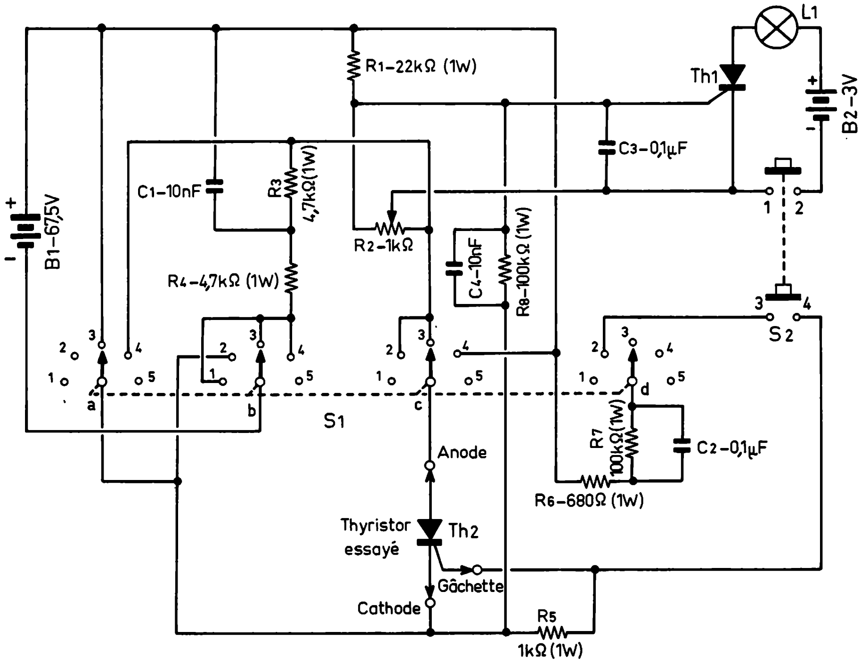



**Fig. 2-1. — Schéma général de l'appareil pour essayer les thyristors.**

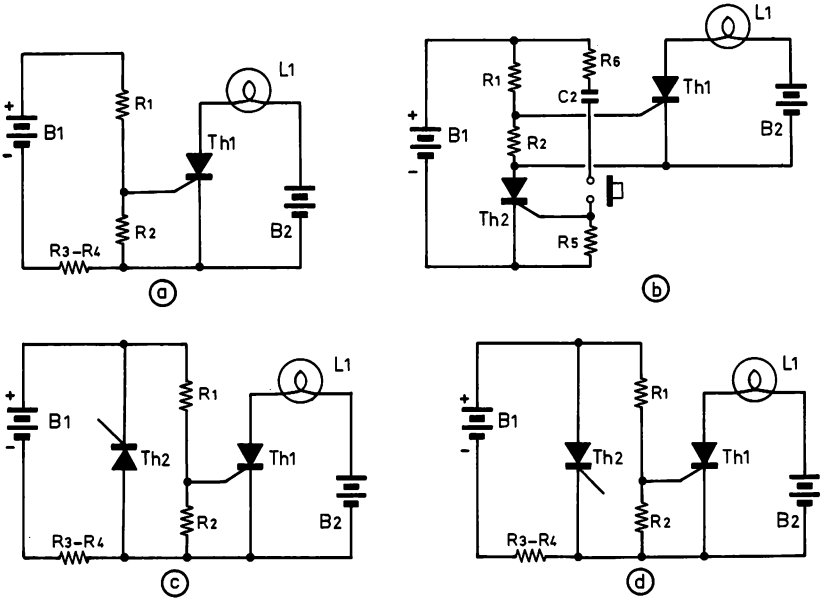



**Fig. 2-2. — Ces quatre schémas résument les quatre fonctions de l'appareil.**

Les quatre schémas de la figure 2-2 représentent la configuration du montage lors des quatre essais ci-dessus. En position 1 de $S_1$, la gâchette du thyristor $Th_1$ reçoit une fraction de la tension de la batterie $B_1$ (fig. 2-2*a*). Si la tension qui en résulte est suffisante pour amorcer $Th_1$, c'est-à-dire pour allumer la lampe $L_1$, la batterie $B_1$ peut être considérée normale. Si la lampe $L_1$ ne s'allume pas, cela peut provenir soit de la « faiblesse » de $B_1$, soit de celle de $B_2$.

Il est important de noter que chaque essai doit se faire en plaçant d'abord $S_1$ sur la position correspondante et, ensuite, en appuyant sur $S_2$ pour s'assurer que tout est normal.

En position 2 de $S_1$ (fig. 2-2 *b*), le thyristor essayé ($Th_2$) se trouve placé en série dans le circuit de mesure. Si ce thyristor se déclenche normalement lorsqu'on appuie sur $S_2$, la cathode de $Th_1$ est pratiquement au même potentiel que le « moins » de la batterie $B_1$ et la chute de tension sur $R_2$ suffit pour amorcer $Th_1$ et allumer l'ampoule $L_1$. Si le thyristor essayé ne se déclenche pas ou si la chute de tension directe est trop élevée, $Th_1$ reste bloqué et l'ampoule $L_1$ ne s'allume pas.

Pour contrôler le courant inverse (position 3 de $S_1$), le thyristor essayé est connecté en diode et placé en parallèle et à « l'envers » sur le diviseur de tension $R_1$-$R_2$, avec $R_3$ et $R_4$ en tant que résistance de limitation (fig. 2-2 *c*). Si le courant inverse est excessif, la chute de tension sur $R_3$-$R_4$ empêchera $Th_1$ de s'amorcer. Le potentiomètre $R_2$ permet d'ajuster la limite « tolérable » du courant inverse en fonction des thyristors essayés; et on peut procéder à ce réglage de façon suivante. On connecte une résistance variable (potentiomètre) de 0,5 à 1 MΩ avec, en série, un milliampèremètre de 1 à 5 mA, suivant le cas, entre les bornes « anode » et « cathode » prévues pour recevoir le thyristor à essayer et on règle ce potentiomètre auxiliaire pour obtenir un courant correspondant au courant inverse maximal admissible pour les thyristors essayés. Ensuite, on ajuste $R_2$ de façon que l'ampoule $L_2$ s'allume lorsqu'on appuie sur le bouton $S_2$.

Il faut noter que le courant inverse d'un thyristor peut varier dans d'assez larges limites suivant le type du semi-conducteur essayé et, surtout, suivant sa « puissance ». Pour fixer les idées, notons que pour un thyristor de faible puissance (courant max. = 1 à 5 A), le courant inverse se situe dans la zone des microampères (10 à 50 μA comme ordre de grandeur), du moins à la température ambiante normale, mais que pour des thyristors admettant un courant de 10 A et plus, le courant inverse normal peut être nettement supérieur à 1-2 mA.

En position 4 de $S_1$ (fig. 2-2 *d*) on contrôle le courant de fuite direct, le thyristor essayé étant toujours connecté en diode et bloqué, puisque sa gâchette est « neutre ». L'essai se fait exactement comme en position 3 et le courant auquel on a affaire est, en règle générale, du même ordre de grandeur que le courant inverse, pour un même thyristor.

En position 2 du contacteur $S_1$ le bouton-poussoir $S_2$ commande la gâchette du thyristor essayé. Autrement dit, ce dernier doit s'amorcer lorsqu'on appuie $S_2$ et rester conducteur même si on relâche $S_2$, ne se désamorçant que sur les positions 3 et 4 de $S_1$. Il est recommandé de « bricoler » le bouton poussoir $S_2$ de façon que le contact supérieur, celui du circuit indicateur, se ferme un peu avant celui du circuit de gâchette.

## RÉALISATION

En ce qui concerne la réalisation de l'appareil, il n'y a rien de particulier à signaler, en dehors de la possibilité de remplacer le contacteur rotatif $S_1$ par un clavier à cinq touches, chacune correspondant à l'une des positions de $S_1$.

Le thyristor $Th_1$ peut être un modèle de faible puissance, par exemple T0,8N0,6A00 *(ITT)*, 2N2324 ou 2N1596 *(Sescosem)*. L'ampoule indicatrice $L_1$ peut être une 2,5-3 V-50 mA ou analogue. D'ailleurs, il n'y a aucun inconvénient à remplacer la batterie $B_2$ par une 4,5 V, type « lampe de poche » et de choisir pour $L_1$ une ampoule correspondante. De même, la batterie $B_1$ peut être remplacée par un petit bloc d'alimentation de quelque 70 V.

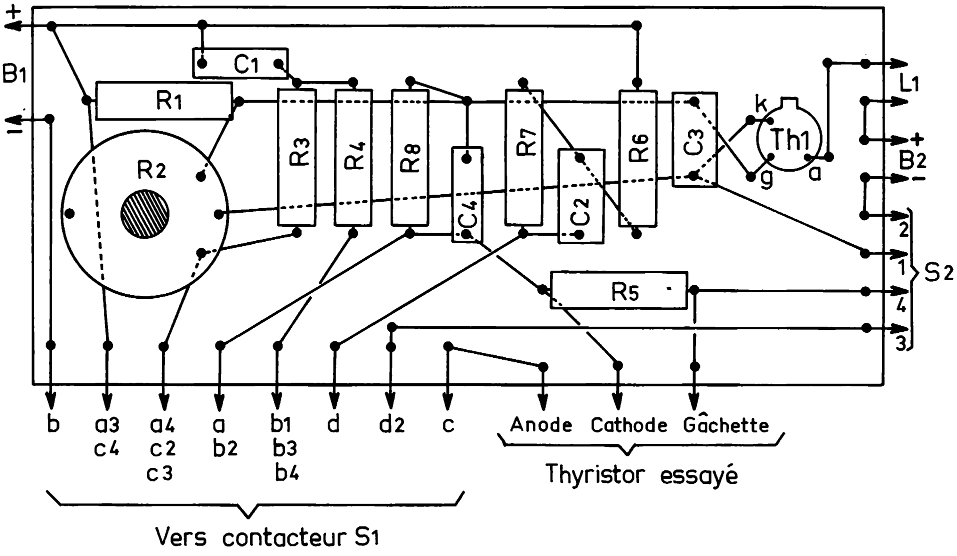



**Fig. 2-3. — Implantation des différents composants sur la platine de montage.**

La figure 2-3 représente la disposition possible des différents composants sur une plaquette « pastillée » au pas standard de 2,54 mm, que l'on peut fixer sur le contacteur, rotatif ou à touches.

# Un appareil pour essayer les thyristors en régime dynamique

## SCHÉMA ET FONCTIONNEMENT

On sait qu'un thyristor soumis à une tension continue directe (anode au « plus »; cathode au « moins »), et dont la gâchette se trouve au même potentiel que la cathode, reste non conducteur tant que la tension appliquée ne dépasse pas un certain seuil, celui de la *tension directe de retournement*, à partir duquel le thyristor devient instantanément conducteur et laisse passer un courant dont l'intensité n'est limitée que par la résistance de la charge.

Tous les fabricants de thyristors offrent, pour un même modèle de puissance donnée, un choix, assez large généralement, de tensions directes de retournement, allant, par exemple, de 25 à 400 ou 800 V par « bonds » de 25, 50 ou 100 V. Il est évident, d'autre part, que la connaissance de la tension de retournement est très importante lorsqu'il s'agit de choisir un thyristor pour un usage déterminé, car si cette tension est trop faible, le thyristor s'amorcera spontanément dès sa mise sous tension, indépendamment de l'action de la gâchette.

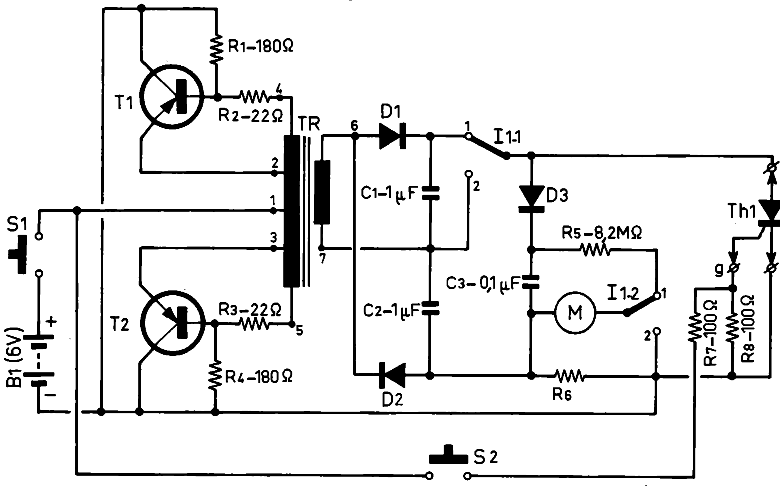



**Fig. 2-4. — Schéma général de l'appareil permettant les essais des thyristors en régime dynamique.**

L'appareil décrit (fig. 2-4) permet de mesurer, avec suffisamment de précision, la tension directe de retournement d'un thyristor, le courant de fuite direct et de s'assurer que la gâchette agit normalement.

Pour obtenir la haute tension nécessaire, on fait appel à un convertisseur symétrique utilisant deux transistors de puissance, $T_1$ et $T_2$ et un transformatuer TR, dont le secondaire débouche sur un redresseur doubleur de tension (diodes $D_1$ et $D_2$ et condensateurs $C_1$ et $C_2$). La section $I_{1\text{-}1}$ d'un inverseur double permet de disposer à la sortie soit de 800 V (position 1), soit de 400 V (position 2). Pour mesurer la tension de retournement on utilise un microampèremètre (M) fonctionnant en voltmètre avec

la résistance série $R_5$. Le même appareil sert pour mesurer le courant de fuite, en position 2 de $I_{1-2}$, la résistance shunt $R_6$ le transformant alors en milliampèremètre de 10 mA.

Enfin, le bouton-poussoir $S_2$ permet d'appliquer à la gâchette du thyristor essayé une tension de 3 V environ, prélevée sur la batterie $B_1$ et ramenée à la valeur nécessaire par $R_7$-$R_8$.

Pour mesurer la tension de retournement, on connecte le thyristor à essayer comme indiqué sur le schéma, on place l'inverseur $I_1$ en position 1 et on ferme le contact $S_1$. Le convertisseur commence à fonctionner et la tension secondaire de TR, redressée par $D_1$ et $D_2$, charge les condensateurs $C_1$ et $C_2$. Dès que la tension sur $C_1$ et $C_2$ atteint celle de retournement du thyristor essayé, ce dernier se déclenche et court-circuite pratiquement la sortie du redresseur, ce qui provoque le décrochage de l'oscillateur $T_1$-$T_2$ du convertisseur, la décharge rapide de $C_1$ et $C_2$ à travers le thyristor et le désamorçage de ce dernier, après quoi le cycle recommence. Le condensateur $C_3$, connecté à la sortie du redresseur à travers la diode $D_3$, se charge également à la valeur de la tension de retournement, mais ne peut se décharger que très lentement à cause de la diode $D_3$ et de la valeur très élevée de $R_5$, de sorte que le microampèremètre M indique la tension sur $C_3$, c'est-à-dire celle de retournement.

Pour mesurer le courant de fuite direct, on fait basculer l'inverseur double $I_1$ en position 2, ce qui revient à appliquer sur l'anode du thyristor essayé une tension de 400 V environ et à transformer M en milliampèremètre de 10 mA. Il est évident que cet essai ne doit être effectué que si le thyristor $Th_1$ admet une tension de retournement supérieure à 400 V, mesurée lors de l'essai précédent. Mais il est relativement facile, moyennant une légère complication, de modifier le schéma de la figure 2-4 pour pouvoir mesurer le courant de fuite des thyristors prévus pour une tension de retournement inférieure à 400 V.

En dernier lieu on procède à l'essai de l'efficacité de la gâchette. Pour cela, on remet l'inverseur double $I_1$ en position 1, on ferme l'interrupteur $S_1$ et on enfonce le bouton poussoir $S_2$. Dans ces conditions, le thyristor essayé s'amorce pour une tension à l'anode beaucoup plus faible que la tension de retournement et le voltmètre M doit nous indiquer une tension de l'ordre de quelques volts.

## RÉALISATION ET MATÉRIEL

Pour réaliser cet appareil l'essentiel est de se procurer ou de construire le transformateur TR, pour les caractéristiques duquel on peut s'inspirer des indications données plus loin à propos de certains systèmes électroniques d'allumage.

Le reste du montage se réduit à peu de chose et on peut utiliser une plaquette pastillée normale (fig. 2-5). Étant donné le fonctionnement intermittent de l'ensemble, les transistors $T_1$ et $T_2$ n'ont pas besoin d'un radiateur, tout au plus d'une plaquette pour la commodité de leur fixation. De toute façon, le transformateur TR sera fixé dans le coffret séparé de la plaquette.

Les résistances $R_2$ et $R_3$ sont de 1 W; $R_1$, $R_4$, $R_7$ et $R_8$ de 0,5 W; $R_5$ de 0,25 W; $R_6$, bobinée de 0,5 à 1 W.

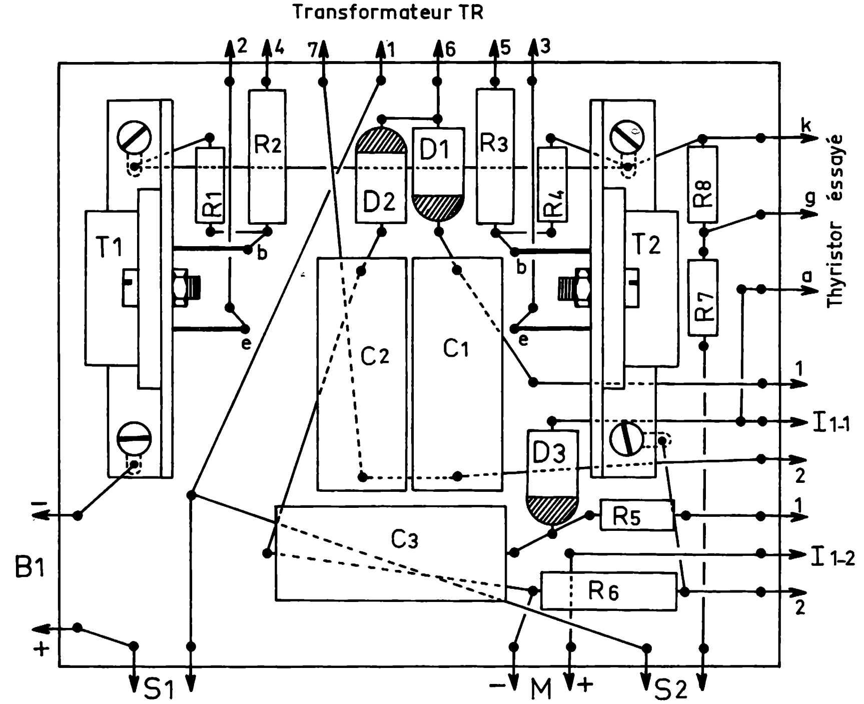



**Fig. 2-5. — Implantation des composants, sauf le transformateur, sur la platine de montage. Les transistors $T_1$ et $T_2$ sont montés, chacun, sur un radiateur de 25 cm² environ.**

En ce qui concerne les condensateurs, $C_1$ et $C_2$ doivent être prévus pour une tension de service de 400 à 600 V et $C_3$ pour une tension de 800 à 1 000 V. Les deux premiers peuvent être de la série C280-400 V *(RTC)*, tandis que $C_3$ sera, par exemple, de la série 341-1 000 V de la même marque.

La valeur des résistances $R_5$ et $R_6$ dépend, en réalité de la résistance propre du microampèremètre qui est, en principe, un 100 μA-650 Ω. Dans ces conditions, la valeur de $R_5$ est de 8,2 MΩ, très sensiblement, et celle de $R_6$ de 6,5 Ω. Si on utilise un microampèremètre différent, qui peut être de 50 à 200 μA, la valeur de ces deux résistances doit être ajustée en conséquence : $R_5$ pour donner une pleine déviation de M pour 800 V; $R_6$ dans le même but, mais pour 10 mA.

Les trois diodes sont du même type : BY226, BY227, BY127, BYX36-600, etc.

Les deux transistors sont, dans la réalisation originale, des germanium de la série AD149, AD139, AD140, AD262, 2N1438, ADY27, 2N538, etc. Mais nous pensons qu'il n'y a aucun inconvénient à utiliser des transistors silicium tels que BD202, BD224, BD186, BD562, BD436, etc., moyennant, peut-être, quelques retouches de la valeur des résistances $R_1$ à $R_4$.

En principe, le schéma de la figure 2-4 est prévu pour être alimenté par une tension continue de 6 V (accumulateurs ou piles de capacité suffisante), mais rien n'empêche, si le transformateur TR est prévu pour 12 V, d'utiliser une batterie de même tension, à condition de multiplier par 2 (approximativement) la valeur des résistances $R_1$, $R_2$, $R_3$, $R_4$ et $R_7$.

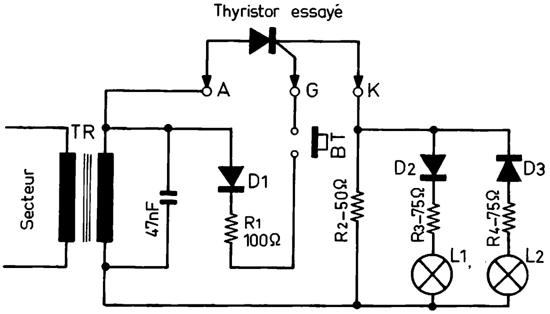
Dernière recommandation : pour économiser la source d'alimentation il est bon de couper $S_1$ entre deux essais successifs. Autrement dit, on commence par fermer $S_1$ pour mesurer la tension de retournement, on le coupe avant de passer à l'essai suivant, on commute $I_1$ et on ferme de nouveau $S_1$ pour mesurer le courant de fuite.

## Un essayeur de thyristors ultra-simple

Son schéma est celui de la figure 2-6, comportant un transformateur d'alimentation TR qui, à partir de la tension du secteur, donne quelque 25 V au secondaire. Le thyristor essayé, alimenté en alternatif, est connecté aux bornes A (anode), G (gâchette) et K (cathode). Si on appuie sur le bouton-poussoir BT, la gâchette reçoit les alternances positives de la tension alternative (à cause de la diode $D_1$) et le thyristor s'amorce, provoquant l'allumage de la lampe $L_1$ seulement si tout est normal. Si $L_1$ s'allume dès que le thyristor est connecté et avant qu'on ait appuyé sur BT, il s'agit vraisemblablement d'un court-circuit gâchette-cathode.

Si les deux lampes s'illuminent, le thyristor est en court-circuit. Si aucune lampe ne s'allume, le thyristor est coupé, soit entre l'anode et la cathode, soit du côté de la gâchette.

**Fig. 2-6. — Schéma général de l'essayeur ultra-simple de thyristors.**




En ce qui concerne la réalisation, le transformateur TR doit être prévu pour un courant de l'ordre de 0,6 A au secondaire, donc une puissance nominale de quelque 18 VA. Le circuit magnétique sera constitué par un paquet de tôles 70 × 60 mm ou approchant, à patte de milieu de 19 à 20 mm de largeur, empilées, sans entrefer, sur une épaisseur de 26 mm environ. Le primaire (220 V) comportera à peu près 2 140 spires en fil émaillé de 0,3 mm et le secondaire (25 V) quelque 270 spires en fil émaillé de 0,65 mm.

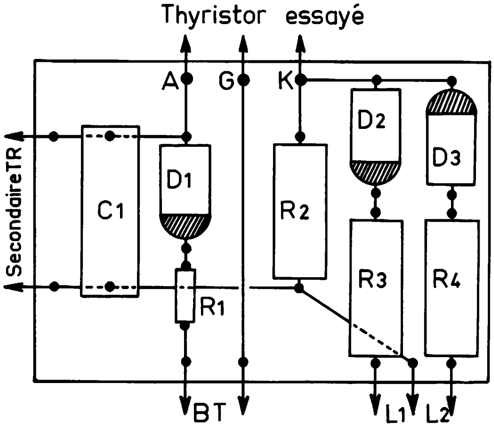
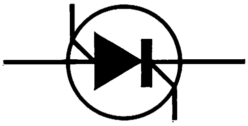



**Fig. 2-7. — L'ensemble des composants, sauf le transformateur, peut se loger sur une plaquette aux dimensions très réduites.**

Les trois diodes, du même type, sont des BY126, BY226, BYX36-150, BY130, etc.

Les résistances $R_2$, $R_3$ et $R_4$ seront de 2 W, la résistance $R_1$ pouvant être de 0,25 W. Les deux lampes, $L_1$ et $L_2$ sont des 6,3 V-0,3 A. Si, lors des premiers essais, ces lampes ne s'allument pas suffisamment, on peut diminuer en conséquence la valeur de $R_3$ et $R_4$ ou augmenter celle de $R_2$.



Chapitre 3

# 9 gadgets pour automobiles

trois cadenceurs d'essuie-glaces

trois systèmes de clignotants

deux allumages automatiques des feux de position

un antivol électronique

## CADENCEURS POUR ESSUIE-GLACES

Un moteur d'essuie-glaces consomme un courant non négligeable, de l'ordre de 3-5 A (et plus, au démarrage), et il est souhaitable de réduire cette consommation lorsque les conditions atmosphériques n'exigent pas un fonctionnement ininterrompu et plus ou moins rapide du système : pluie fine intermittente, léger brouillard, etc. Il peut être alors intéressant de pouvoir imposer un arrêt de durée réglable entre deux « passes ».

### Un cadenceur très simple

Son schéma est celui de la figure 3-1, où l'on voit un transistor unijonction $T_1$ commander le déclenchement du thyristor $Th_1$ à une certaine

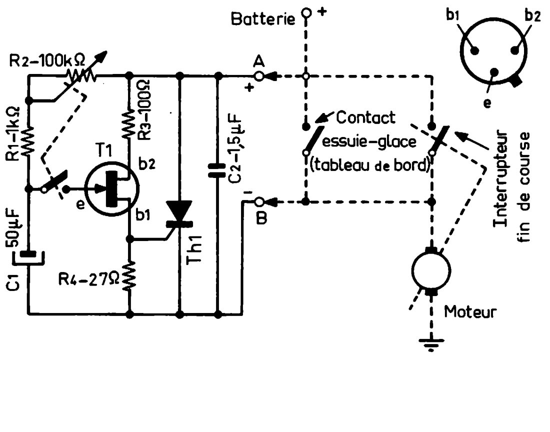



**Fig. 3-1. — Schéma général du cadenceur simple utilisant un transistor unijonction.**

cadence imposée par la constante de temps du circuit $C_1$-$R_1$-$R_2$. L'interrupteur $I_1$, solidaire du potentiomètre $R_2$, permet, lorsqu'il est ouvert, de « bloquer » le transistor, c'est-à-dire d'arrêter le processus. Sur le même schéma, $I_2$ représente l'interrupteur normal de l'essuie-glaces, sur le tableau de bord, et $I_3$ l'interrupteur de fin de course, qui existe maintenant pratiquement sur toutes les voitures. En fonctionnement normal, lorsqu'on coupe $I_2$, $I_3$ s'ouvre et arrête le moteur dès que les balais ont atteint une position voisine de celle de repos et se ferme ensuite à l'instant où les balais s'arrêtent.

Le fonctionnement de l'ensemble se déroule de la façon suivante. On laisse $I_2$ ouvert et on met l'essuie-glaces en marche en fermant $I_1$ par le potentiomètre $R_2$. Le condensateur $C_1$ se charge à travers $R_2$ et $R_1$, et d'autant plus vite que la valeur de $R_2$ en circuit est plus faible. Aussitôt que la tension aux bornes de $C_1$ est devenue suffisamment élevée, la diode d'émetteur du transistor devient conductrice et décharge pour ainsi dire instantanément $C_1$, ce qui fait apparaître sur $R_4$ une impulsion de tension en lancée négative et déclenche le thyristor. Ce dernier devient conducteur et court-circuite l'entrée A-B, comme si l'interrupteur $I_2$ était fermé. L'essuie-glaces se met en marche et effectue un aller-retour, à la fin duquel $I_3$ s'ouvre, arrête le moteur, puis se ferme de nouveau. Le cycle recommence, mais le temps qui va s'écouler avant que le balayage suivant ait lieu dépend du temps que $C_1$ met pour se recharger, c'est-à-dire de la position de $R_2$. En d'autres termes, entre chaque aller-retour des balais il y aura une pause que l'on pourra faire varier entre 0 s ($R_2$ au minimum) et quelque 10 s ($R_2$ au maximum).

Le condensateur $C_2$ sert à « étouffer » les pointes de surtension qui pourraient provenir des arrêts et des remises en marche du moteur et entraîner un déclenchement intempestif du thyristor.

La réalisation de l'ensemble est très simple et peut se faire suivant la disposition de la figure 3-2 sur une petite plaquette de circuit imprimé de la figure 3-3. Toutes les résistances sont de 0,25 W et la tension de service doit être de 25 V pour $C_1$ et de 250 V pour $C_2$. Le transistor unijonction $T_1$ peut être un 2N2646 ou bien un 2N3480, 2N3481, etc. *(Moto-*

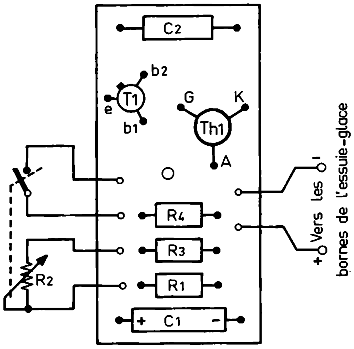
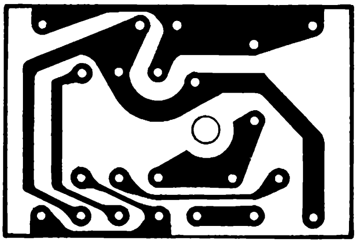



**Fig. 3-2** ***(ci-dessus).*** **— Implantation des composants sur la platine de montage.**

**Fig. 3-3** ***(ci-dessous).*** **— Platine imprimée (côté cuivre) pour le montage de la figure 3-2.**



*rola).* Quant au thyristor (MCR 2604, *Motorola*), dont le croquis de la figure 3-4 représente les sorties, il a un « corps » dont le diamètre est de 10,7 mm environ et peut supporter, sans aucun radiateur, une intensité de 8 A, c'est-à-dire à peu près le double de ce qu'il faut pour un moteur d'essuie-glaces. Il y a donc une marge de sécurité confortable.

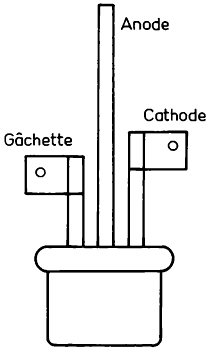



**Fig. 3-4. — Sorties du thyristor MCR 2604 (Motorola). Les thyristors de caractéristiques similaires, mais de provenance différente, peuvent avoir une disposition très différente des sorties.**

Bien entendu, d'autres thyristors peuvent être utilisés, mais leur choix, dans les moyennes puissances, est relativement limité sur le marché : BTW27-100R ou 2N1770 *(Sescosem)*; BT128-700R *(RTC)* etc. L'encombrement et la fixation sont différents du croquis de la figure 3-4.

L'ensemble, une fois terminé, se fixe sous le tableau de bord, en un endroit accessible au conducteur (du moins en ce qui concerne le bouton de commande du potentiomètre) et se connecte aux bornes de l'interrupteur d'essuie-glaces en respectant la polarité. A préciser que l'ensemble fonctionne sans aucune modification sur 6 ou sur 12 V.

## Un cadenceur à deux transistors

Le schéma de la figure 3-5 ressemble, à première vue, à celui de la figure 3-1, mais son fonctionnement est un peu différent. A la fermeture de l'interrupteur $S_1$, commandé par le potentiomètre P, le condensateur $C_1$ se charge (avec une certaine constante de temps due à la présence de P et de $R_2$) et lorsque la tension à ses bornes atteint la valeur nécessaire, le transistor $T_1$ passe en saturation et la tension positive qui apparaît sur son émetteur rend conducteur le transistor $T_2$. Le courant d'émetteur croissant de ce dernier traverse l'espace gâchette-cathode du thyristor et, à partir d'un certain seuil (3 mA environ), rend $Th_1$ conducteur.

A partir de cet instant, tout se passe comme dans la réalisation précédente : le thyristor court-circuite $S_3$ et met le moteur de l'essuie-glaces en marche ce qui ferme $S_3$ et court-circuite $Th_1$, qui revient. à son état de non-conduction. Après un aller-retour des balais $S_3$ s'ouvre, ce qui coupe le moteur et fait revenir le système à son état de départ, le condensateur $C_1$ s'étant déchargé, entre temps, à travers la diode base-émetteur de $T_1$.

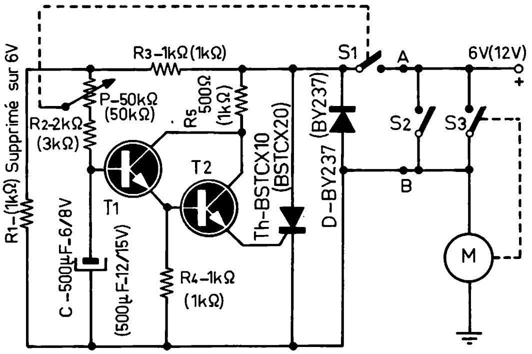



**Fig. 3-5. — Dans ce cadenceur, la commande du thyristor s'effectue à l'aide de deux transistors.**

La diode shuntant A-B remplit le même rôle que le condensateur $C_2$ de la figure 3-1 : étouffer les pointes de tension pouvant se produire surtout au moment de l'ouverture de $S_3$.

Dans le schéma de la figure 3-5 les valeurs entre parenthèses indiquent celles qu'il est nécessaire d'adopter pour faire fonctionner l'ensemble sur 12 V. La résistance $R_1$ est, dans tous les cas, supprimée sur 6 V, mais on peut la remplacer par une diode Zener prévue pour quelque 4 V.

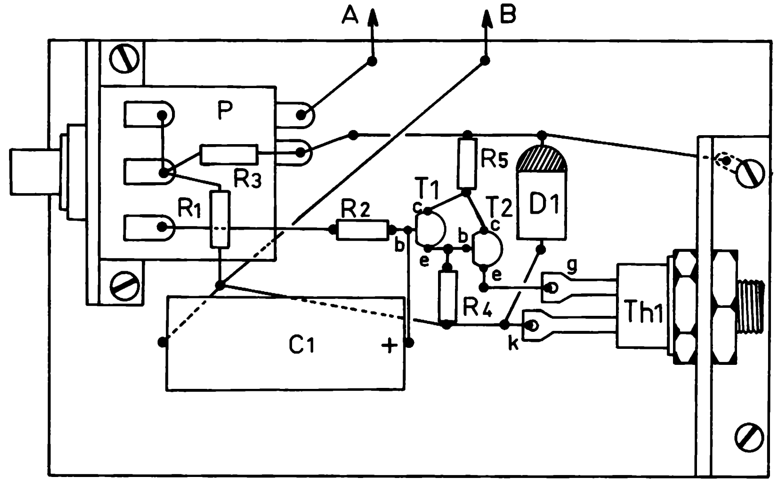



**Fig. 3-6. — Implantation des composants sur la platine de montage. L'anode du thyristor $Th_1$ est réunie au boîtier donc au radiateur.**

En ce qui concerne les transistors, pratiquement n'importe quel type *n-p-n* silicium faible puissance (50 à 100 mW) convient, à condition que le gain statique en courant soit supérieur à 90. C'est le cas, notamment, des transistors tels que BC107, BC108, BC109, BC146, BC147, BC547, etc.

La diode $D_1$ peut être, pratiquement, de n'importe quel type silicium « usage général » : BA100, BAV10, etc.

Enfin, pour le thyristor, on peut s'inspirer de ce qui a été dit à propos de cadenceur précédent : BTW38-600 R, BTW27-100R, 2N1770, etc.

Le potentiomètre P permet de régler les pauses entre deux passes successives entre 2 et 35 s.

On remarquera que, dans le cas de la figure 3-5, le déclenchement du thyristor se fait par courant « injecté » dans la gâchette, tandis que dans celui de la figure 3-1 ce déclenchement est obtenu par impulsion.

## Un montage à deux thyristors

Le cadenceur de la figure 3-7 a ceci de particulier que le déclenchement du thyristor $Th_2$ commandant le démarrage du moteur s'effectue à partir d'un autre thyristor, $Th_1$, du type tétrode. L'interrupteur S est indépendant du potentiomètre P permettant d'ajuster la constante de temps du déclenchement, c'est-à-dire la pause séparant deux « passes » successives des balais.

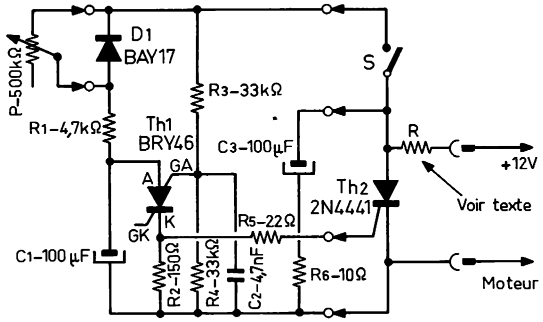



**Fig. 3-7. — Dans ce cadenceur, le thyristor principal, $Th_2$, est déclenché par le thyristor secondaire $Th_1$.**

Dans le thyristor $Th_1$ seule la gâchette d'anode ($G_A$) est utilisée et reçoit une tension fixe de + 6 V. Dans ces conditions, le thyristor reste bloqué tant que la tension positive appliquée à son anode demeure inférieure à 6 V. Aussitôt que l'interrupteur S est fermé, le condensateur $C_1$ commence à se charger, plus ou moins vite, suivant la position de P. Dès que la tension aux bornes de $C_1$ dépasse + 6 V, le thyristor $Th_1$ devient conducteur et le condensateur se décharge pour ainsi dire instantanément à travers $Th_1$ et $R_2$; de sorte qu'une impulsion brève, en lancée positive et d'amplitude de quelque 5 V c. à c., apparaît sur $R_2$, atteint la gâchette du thyristor $Th_2$ et le met en état de conduction.

Le reste se déroule comme dans les cadenceurs dont il a été question plus haut : le moteur démarre, son interrupteur de fin de course se ferme et court-circuite le thyristor qui revient à son état de non-conduction. Tant que le moteur tourne, l'ensemble se trouve court-circuité par son interrupteur de fin de course, mais dès le retour des balais à leur position de départ, cet interrupteur s'ouvre et le cycle recommence : charge de $C_1$, déclenchement de $Th_1$, etc.

Le circuit $C_3$-$R_6$ a le même rôle que la diode $D_1$ de la figure 3-5 : étouffer les pointes de surtension pouvant se produire au moment de l'ouverture de l'interrupteur de fin de course, pointes qui peuvent provoquer le déclenchement intempestif de $Th_2$.

La pause que le potentiomètre P (linéaire) permet d'obtenir peut être ajustée entre 1 s et 1 mn.

La résistance R figurant sur le schéma (fig. 3-7) sert de protection au thyristor et, en même temps, limite légèrement le courant, toujours élevé, au démarrage du moteur. Elle est facultative, mais au cas où on l'adopte il faut la souder directement entre le thyristor $Th_2$ et la sortie + de la plaquette. La valeur de cette résistance est de 1Ω (5 W).

Le thyristor $Th_1$ est un BRY39 *(RTC)*, un BRY46 *(ITT)* et $Th_2$ est un 2N4441 *(Motorola)* ou un BTW 38-600 R *(RTC)*.

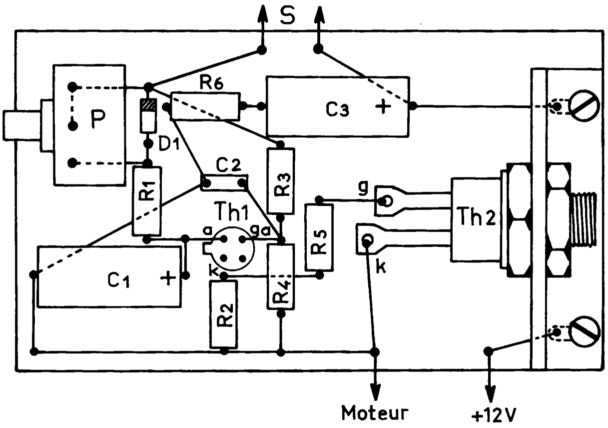



**Fig. 3-8. — Implantation des composants et leur interconnexion. Seul $Th_2$ a besoin d'un radiateur ($25\ cm^2$).**

La figure 3-8 montre une disposition possible de l'ensemble sur une petite plaquette « pastillée », que l'on fixera à quelque 15-20 mm au-dessus de l'une des parois du coffret, le thyristor $Th_2$ étant vissé sur cette dernière, qui sert en quelque sorte, de radiateur.

## CLIGNOTANTS DE DIRECTION ET D'ARRÊT

L'utilisation des thyristors permet de réaliser très simplement des dispositifs de commande de clignotant divers, et en particulier de ceux de changement de direction ou d'arrêt.

### Un ensemble de clignotants de direction et d'arrêt

Contrairement à la solution très souvent adoptée, les quatre lampes de signalisation, clignotant deux par deux (direction) ou les quatre ensemble, ne sont pas commandées par relais, mais directement par thyristor, ce qui présente, en principe, une sécurité de fonctionnement net-

tement plus élevée, car le courant de coupure ou de rétablissement d'un circuit comportant, par exemple, quatre lampes de quelque 20 W est de 6 à 7 A sous 12 V et deux fois plus, soit 12 à 14 A, sous 6 V. Une telle intensité n'est évidemment pas très indiquée pour la longévité des contacts, surtout s'il s'agit d'un fonctionnement prolongé, ce qui peut être le cas d'un arrêt, par exemple.

La cadence de clignotement est obtenue à l'aide d'un multivibrateur astable utilisant deux transistors et deux thyristors, l'ensemble fonctionnant de la façon suivante (fig. 3-9). Lorsque le transistor $T_1$ est saturé, le thyristor « principal » $Th_1$ est conducteur, tandis que $T_2$ et $Th_2$ sont bloqués. C'est donc la phase « allumage » qui touche deux ou quatre lampes suivant la position des contacteurs de direction et d'arrêt.

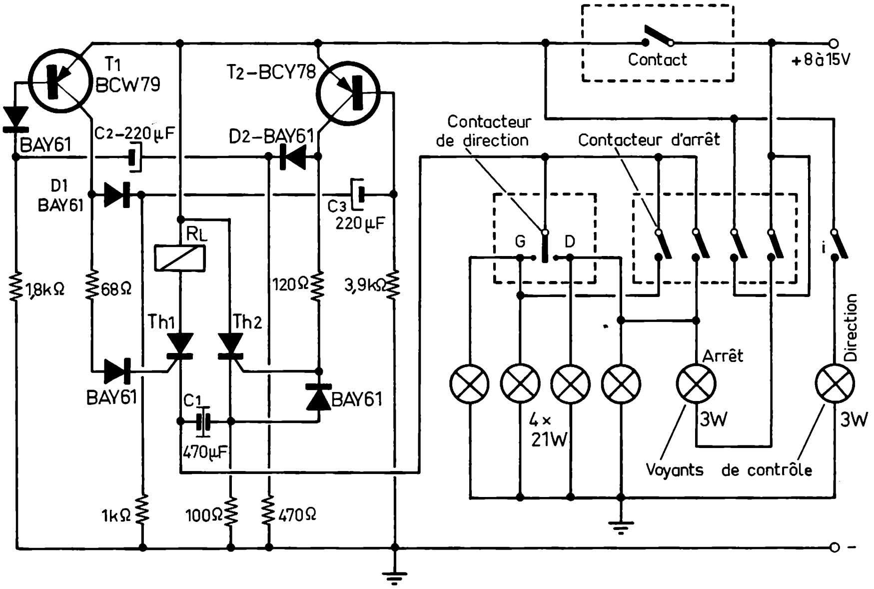



**Fig. 3-9. — Schéma général d'un ensemble de clignotants de direction et d'arrêt.**

Immédiatement après (fraction de seconde), le multivibrateur change d'état, en ce sens que $T_1$ se bloque tandis que $T_2$ passe en saturation, ce qui rend conducteur le thyristor $Th_2$. L'état de charge du condensateur $C_1$ change de sens au moment où $Th_2$ devient conducteur et « neutralise » le thyristor $Th_1$, qui revient à son état de repos dans l'attente du cycle suivant.

Les diodes $D_1$ et $D_2$ sont prévues pour séparer les circuits de gâchette des deux thyristors des condensateurs $C_2$ et $C_3$ dont dépend la fréquence de commutation.

Le voyant de contrôle « Direction » est mis en circuit par le contact *i* actionné par le relais RL excité par le courant du thyristor $Th_2$. Il est essentiel que la chute de tension aux bornes de ce relais soit réduite au minimum et que sa résistance soit, par conséquent, très faible, de l'ordre

de 50 mΩ. De plus, ce relais ne colle que si le courant qui le traverse correspond à celui de deux lampes en circuit. Par conséquent, si l'une des lampes est claquée le voyant « Direction » s'étêint.

En ce qui concerne les caractéristiques de cet ensemble, elles peuvent se résumer comme suit :

— Tension d'alimentation : 8 à 16 V;

— Lampes commandées : 4 de 12 V-21 W;

— Fréquence de clignotement, pour une tension d'alimentation de 12 V : 90 par minute, pouvant varier de 80 à 100 par minute;

— Rapport temps d'allumage/temps d'extinction : 1;

— Thyristors utilisés : BSTC 0313 ($Th_1$) et BST B0206 ($Th_2$) *(Siemens)*. Les transistors indiqués peuvent être remplacés par les types suivants : BFS 95 ou 2N4036 pour $T_1$; BC177, BC307, BC157 ou 2N3965 pour $T_2$.

Il est possible de remplacer les thyristors indiqués par d'autres, choisis parmi les types suivants : BTW92-800, BTW47-800, BTY91-400, 2N1842, etc., pour $Th_1$; 2N2322, 2N2323, T 0,8N0,6A00, etc., pour $Th_2$. Les diodes BAY61 sont analogues aux types tels que 1N4151, BAX92, BAW75, BA187, etc.

## Clignotant commandé par un relais

Ici, la coupure et le rétablissement du circuit d'utilisation s'effectuent à l'aide d'un relais électromagnétique, dont le collage et le retour au repos sont commandés par un circuit électronique. Bien qu'un relais électromécanique représente une solution plus « fragile » qu'un élément purement électronique, thyristor ou transistor de puissance, il garde de nombreux partisans et il est nécessaire d'en parler.

Pour le montage décrit ci-après (fig. 3-10), on peut utiliser n'importe quel relais prévu pour une tension de 12 V, dont la résistance est supérieure à 50 Ω et dont les contacts peuvent supporter un courant de 10 A au moins.

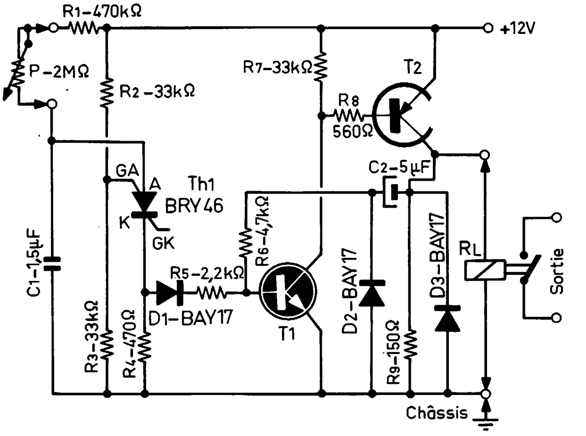



**Fig. 3-10. — Dans ce clignotant, c'est un thyristor qui détermine le signal de commande qui fait coller le relais.**

L'ensemble comprend un générateur d'impulsions astable, réalisé avec le thyristor $Th_1$ et une bascule monostable utilisant deux transistors. Le générateur d'impulsions impose le rythme de commutation des lampes de signalisation, que l'on règle ici, par la résistance variable P, à quelque 90 cycles par minute. La bascule monostable « allonge » chaque impulsion délivrée par le générateur à 0,3 s environ, de sorte que la durée d'allumage demeure toujours égale à celle d'extinction : 0,3 s.

A chaque déclenchement du thyristor une impulsion en lancée positive, de quelque 5 V c. à c., apparaît sur sa cathode et fait basculer l'ensemble $T_1$-$T_2$. En effet, ces deux transistors sont bloqués au repos, mais dès que la base de $T_1$ reçoit une impulsion positive, ce transistor devient conducteur et son courant de collecteur rend la base de $T_2$ plus négative, c'est-à-dire fait passer $T_2$ en état de conduction. L'allongement nécessaire du temps de réponse, de façon à maintenir le collage du relais pendant 0,3 s, est obtenu par la constante de temps du circuit de réaction $R_6$-$C_2$.

Après cette phase « active », les transistors $T_1$ et $T_2$ reviennent à leur état de non conduction dans l'attente de l'impulsion suivante délivrée par le thyristor. La diode $D_2$ permet au condensateur $C_2$ de se décharger complètement pendant le « temps mort », tandis que la diode $D_3$ étouffe les pointes de surtension provoquées par l'enroulement du relais au moment des coupures.

A signaler que le condensateur $C_1$ doit être de très bonne qualité (par exemple, à diélectrique plastique), car c'est de lui que dépend la stabilité en fréquence du générateur d'impulsions.

La figure 3-11 montre la disposition possible des composants sur une plaquette « pastillée » et les connexions vers la résistance variable P et la source d'alimentation. Toutes les résistances sont de 0,5 W, sauf $R_9$ (1 W).

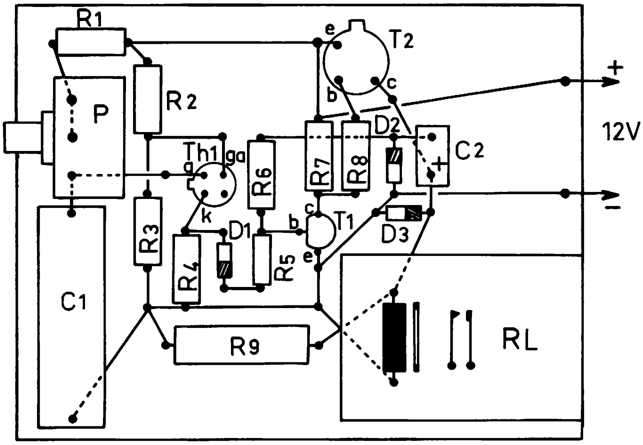



**Fig. 3-11. — Implantation des éléments sur la platine de montage.**

Les transistors peuvent être choisis parmi les types suivants : $T_1$ — BC108, BC109, BC171, BC172, BFY39III, BC548, etc.; $T_2$ — BSX40, BSX41, 2N4030, 2N4032, 2N2904, etc.

Les diodes BAY17 sont analogues aux modèles tels que BAV10, BAX20, BA175, BAX78 etc. Le thyristor BRY46 *(ITT)* peut être remplacé par un BRY39 *(R.T.C.)* ou BRY20 *(Siemens)*.

## Clignotant d'arrêt commandé par un transistor

Le montage proposé ici (fig. 3-12) est, dans son principe de commutation, analogue au précédent, mais le relais électro-magnétique à la sortie y est remplacé par un transistor de puissance, non conducteur pendant la moitié de l'intervalle séparant deux impulsions de commande et saturé pendant l'autre moitié. Le fonctionnement de la section comportant le thyristor $Th_1$ ainsi que les transistors $T_1$ et $T_2$ ne diffère en rien de ce qui a été dit plus haut. Le transistor $T_3$ passe en saturation dès que

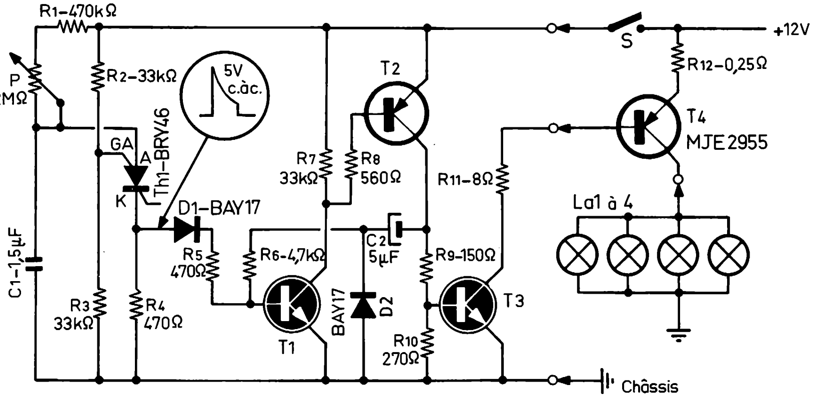



**Fig. 3-12. — Les lampes de ce clignotant sont commandées par un transistor dont la conduction ou le blocage sont déterminés par le signal fourni par $Th_1$.**

$T_2$ est conducteur, car son courant de base, limité par $R_9$, atteint quelque 70 mA. Dans ces conditions, le courant de collecteur de $T_3$ est de l'ordre de 1,2 A et, par conséquent, provoque la saturation du transistor de puissance $T_4$, c'est-à-dire un courant de collecteur suffisamment intense pour que les quatre lampes intercalées dans son circuit de collecteur s'illuminent.

La puissance totale de ces quatre lampes conditionne le choix du transistor $T_4$. En effet, si on admet des lampes de 12 V-20 W, le courant minimal que doit pouvoir supporter le transistor $T_4$ se situe entre 6,5 et 7 A, ce qui suppose un transistor admettant un courant de collecteur permanent de quelque 10 A, afin de se ménager une marge de sécurité raisonnable. Cependant, il ne faut pas oublier que la résistance à froid des lampes commandés est nettement inférieure à la résistance nominale à chaud et que, par conséquent, il se produit un appel de courant très important au moment de la mise en service du dispositif, courant qui peut mettre en danger le transistor $T_4$. Pour cette raison, sa connexion d'émetteur comporte une résistance de protection $R_{12}$ (0,25Ω-2W) qui, dans tous les cas, limite le courant de collecteur à 10 A.

Les courants de base largement « dimensionnés » des transistors $T_3$ et $T_4$ rendent superflues les considérations de gain, de sorte que le fonctionnement de l'ensemble peut être considéré comme normal si les courants de collecteur de $T_3$ et de $T_4$ se situent dans les limites indiquées : 1,2 A pour $T_3$, 10 A pour $T_4$.

En principe, ce clignotant peut fonctionner sur une batterie de 6 V, mais comme il se produit une chute de tension de quelque 1,5 à 2 V sur $T_4$, les lampes commandées se trouvent sous-voltées et leur brillance est plus faible que la normale.

Il n'y a rien de particulier à dire sur le montage, dont la figure 3-13 montre la disposition possible des composants sur une plaquette « pastillée ». Le transistor $T_3$ sera muni d'un radiateur en étoile, tandis que $T_4$ sera monté sur une plaque en aluminium ou en cuivre, de 1,5 à 2 mm d'épaisseur et de quelque 50 cm².

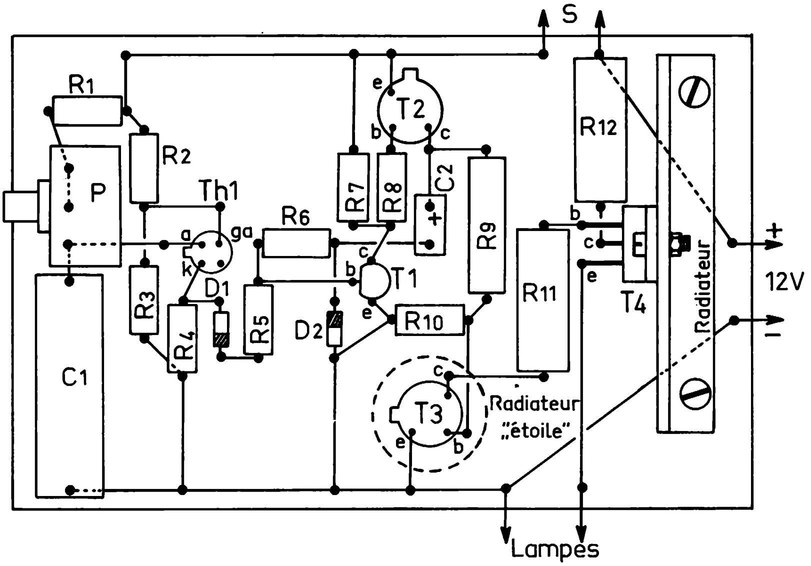



**Fig. 3-13. — Implantation des composants sur la platine de montage. Le transistor $T_3$ doit être muni d'un radiateur en étoile.**

Toutes les résistances sont de 0,5 W sauf $R_9$ (1W), $R_{11}$ (10 W) et $R_{12}$ (2 W).

En ce qui concerne les transistors, $T_1$ et $T_2$ seront choisis parmi les types indiqués pour le montage précédent. Pour $T_3$ on peut adopter BSX 22, BFY50, BSX60, etc., tandis que $T_4$ sera un transistor de puissance tel que MJE2955, BDX78, 2N6134, etc.

## ALLUMAGE AUTOMATIQUE DES FEUX DE POSITION

Ces dispositifs d'allumage automatique sont, en fait, des relais sensibles à la lumière ou, plus exactement, à l'éclairement ambiant. Leur action est réversible en ce sens qu'ils déclenchent l'allumage des feux de position dès la tombée de la nuit et le coupent aussitôt que le jour

revient. Bien entendu, il n'est question ici que de montages utilisant des thyristors.

Le thyristor $Th_1$ peut être, au choix, un BRY46, un BRY39 ou un BRY20.

## Allumage automatique par relais

Il est important de noter, avant tout, qu'un système d'allumage automatique des feux de position doit posséder une certaine inertie, en ce sens qu'il ne doit pas réagir instantanément à tout éclairement accidentel, et qui peut être intense, provoqué, par exemple par les phares des voitures qui passent dans la rue ou circulent dans le parking. On a déterminé expérimentalement qu'une « temporisation » de 2 à 3 minutes suffit largement pour éviter l'extinction des feux de position même s'il y a une file de plusieurs voitures qui passe devant la voiture équipée.

L'élément sensible du schéma de la figure 3-14 est constitué par la photorésistance F qui forme, avec $R_1$ et la résistance variable P, le diviseur de tension de base du transistor $T_1$, ce dernier représentant l'adaptateur d'impédance entre l'entrée et le transistor unijonction $T_2$. Si l'élément F

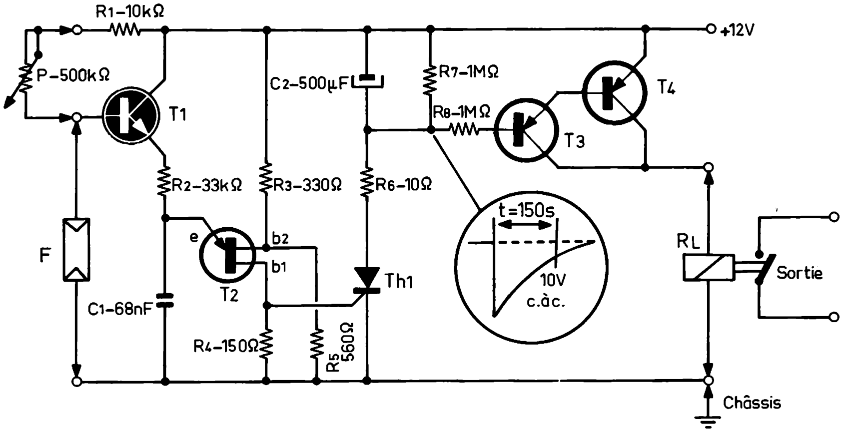



**Fig. 3-14. — Schéma d'un système d'allumage automatique des feux de position.**

reçoit beaucoup de lumière, sa résistance devient très faible et la tension de base de $T_1$ pratiquement nulle. En revanche, dans l'obscurité, la résistance de F est très élevée et la base de $T_1$ reçoit une tension voisine de 12 V.

Le transistor $T_1$ étant monté en collecteur commun, ces variations de tension se retrouvent sur son émetteur et, par conséquent, sur l'émetteur de $T_2$. Aussitôt que la tension d'émetteur de $T_1$ dépasse + 4 V, le transistor unijonction $T_2$ commence à fonctionner en générateur d'impulsions qui déclenchent le thyristor $Th_1$. Dès le premier déclenchement de ce dernier,

le condensateur $C_2$ se charge à fond, la résistance $R_6$ étant prévue pour limiter le courant de charge à 1 A afin de protéger le thyristor.

La tension qui apparaît aux bornes de $C_2$ chargé fait passer immédiatement $T_3$ et $T_4$ en régime de saturation ce qui entraîne le collage du relais RL.

Si, dans ces conditions, la photorésistance F se trouve accidentellement illuminée, le transistor $T_2$ cesse de fonctionner en générateur d'impulsions, mais le relais demeure collé pendant deux minutes et demie environ, car $C_2$ ne se décharge que lentement à travers $R_7$ et $R_8$. Pendant cette « temporisation », il suffit que l'obscurité revienne pendant une demi-seconde pour que le thyristor se redéclenche et que $C_2$ se recharge à fond.

La figure 3-15 montre la disposition des composants sur la platine de montage. Il est évident que la photorésistance F doit être placée contre l'une des vitres de la voiture, le réglage du seuil de déclenchement se faisant à l'aide de la résistance variable P, en principe une fois pour toutes.

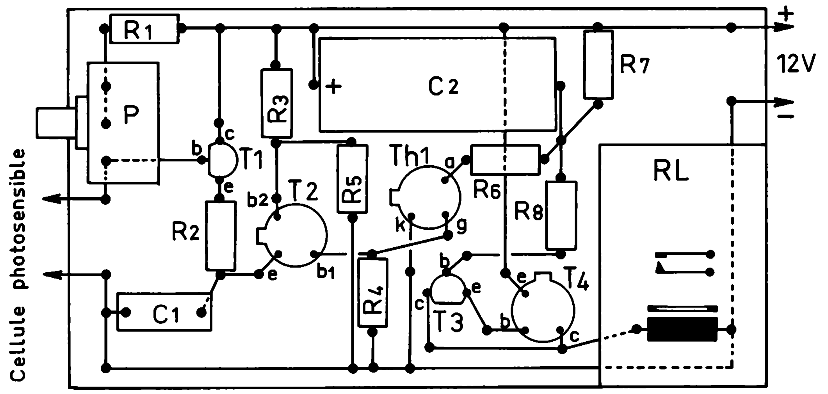



**Fig. 3-15. — Implantation des composants sur la platine de montage. Aucun semi-conducteur n'a besoin de radiateur.**

Le relais RL est un 12 V, dont la résistance ne doit pas être inférieure à 100 Ω, tandis que la photorésistance F peut être une LDR 03 ou une LDR 05. Toutes les résistances sont du type 0,5 W.

En ce qui concerne les transistors, on peut choisir parmi les types suivants :

— $T_1$ : BC108, BC109, BC171, BC172, BFY39II, BC548, BC549, etc.;
— $T_2$ : 2N2646, 2N2647, 2N3480, etc.;
— $T_3$ : BC192, BC251, BC261, 2N2906, BC177, BC557, BC157, etc.;
— $T_4$ : BSX40, BSX41, 2N4030, 2N4032, 2N2904, BC139, BC287, etc.;
— $Th_1$ : T0,8N0,6AOO *(ITT)*, 2N2323 ou 2N1595 *(Sescosem)*.
Prévoir un radiateur étoile pour $T_4$.

## Allumage automatique par thyristor

Si on peut se contenter seulement d'allumage automatique, avec extinction manuelle, on peut adopter le schéma très simple de la figure 3-16. On se rend compte que le montage des transistors $T_1$ et $T_2$ est pratiquement identique à celui de la figure 3-14, mais que la mise sous tension des lampes se fait à l'aide d'un thyristor qui fonctionne en interrupteur. Cependant, pour « arrêter » le thyristor dans un montage aussi simple, il n'y a pas d'autre solution que de couper le courant par l'interrupteur des feux de position.

Étant donné que le courant total des feux de position est de l'ordre de 1 A sous 12 V, tout thyristor de petite puissance s'en accommode sans difficulté et ne demande aucune précaution contre des surintensités éventuelles, le courant d'allumage ne dépassant guère 3 à 4 A.

L'ensemble peut être utilisé aussi bien dans une voiture où le « moins » de la batterie est à la masse que dans une voiture avec le « plus » à la masse. Il suffit de faire attention à la polarité correcte des connexions de liaison vers la batterie et vers les lampes, le schéma de la figure 3-16 correspondant au « moins » à la masse. Dans le cas contraire la cathode du thyristor doit être réunie au « moins » de la batterie et l'anode aux lampes.

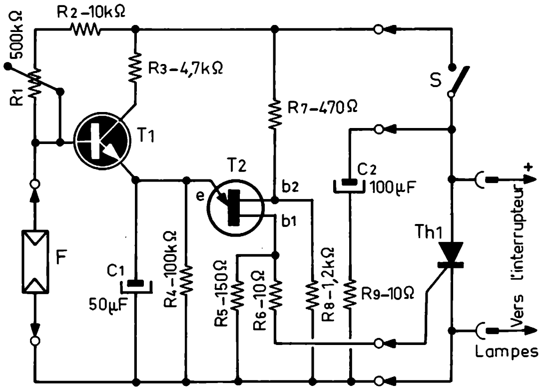



**Fig. 3-16. — Ce système d'allumage automatique utilise un thyristor en tant qu'élément « actif ».**

La résistance $R_3$ permet de limiter le courant de collecteur de $T_1$ et détermine, avec $C_1$ de valeur élevée, une constante de temps de quelques secondes, de façon à introduire un retard au déclenchement et éviter l'allumage intempestif des feux de position à la suite d'un obscurcissement accidentel pour une raison quelconque.

Le déclenchement du dispositif a lieu lorsque la tension aux bornes de $C_1$ atteint 4 V avec une alimentation de 12 V ou 3 V avec une alimentation de 6 V. Dès que cette tension est atteinte, le transistor unijonction délivre une impulsion à la gâchette du thyristor et met ce dernier en état de conduction. De ce fait, l'alimentation des étages $T_1$ et $T_2$ se trouve court-circuitée et cette situation se maintient tant qu'on n'a pas manœuvré l'interrupteur des feux de position de façon à neutraliser le thyristor. Il suffit d'ailleurs d'une manœuvre rapide de coupure et de rétablissement pour que l'ensemble se retrouve de nouveau en état de fonctionner.

Le montage (fig. 3-17) ne présente aucune difficulté particulière, mais le thyristor sera fixé à même l'une des parois métalliques du coffret, qui fera office de radiateur ou muni d'un radiateur « étoile ».

Le réglage du seuil de déclenchement se fait à l'aide de la résistance variable $R_1$.

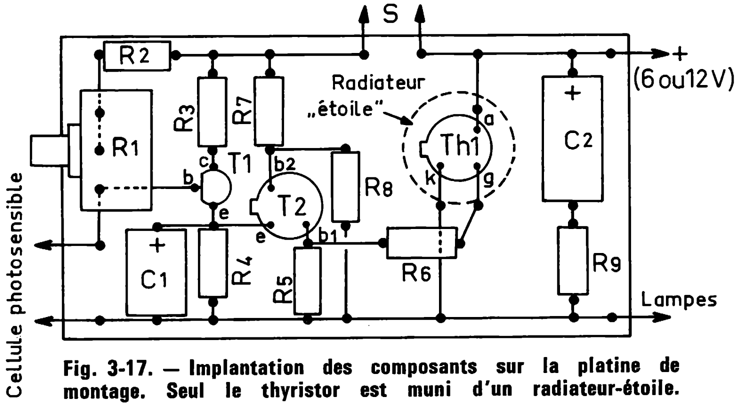



**Fig. 3-17. — Implantation des composants sur la platine de montage. Seul le thyristor est muni d'un radiateur-étoile.**

L'ensemble, prévu normalement pour une tension d'alimentation de 12 V, peut fonctionner sur une batterie de 6 V, à condition de modifier la valeur des composants suivants : $R_3$, 1,5 kΩ au lieu de 4,7 kΩ; $R_7$, 270Ω au lieu de 470Ω; $R_8$, supprimée.

En ce qui concerne les semi-conducteurs, on choisira pour $T_1$ et $T_2$ parmi les types indiqués pour le montage de la figure 3-14. Le thyristor $Th_1$ sera un 2N4441 *(Motorola)* ou un autre, de caractéristiques analogues, supportant 1 à 1,6 A : 2N1595, 2 N 2322, etc. Prévoir un radiateur « étoile » pour ce thyristor.

# DISPOSITIFS ANTIVOL

## Antivol électronique pour automobile

Un tel dispositif pour être vraiment efficace, doit répondre à un certain nombre de conditions que l'on peut définir comme suit :

1. Le propriétaire de la voiture « protégée » enclenche le dispositif antivol et dispose de 20 à 30 s pour sortir du véhicule et fermer la portière;
2. Par mesure de sécurité bien compréhensible, l'interrupteur de mise en marche de l'antivol doit être très bien dissimulé, mais le fait que le système se trouve en état de veille doit être indiqué par un voyant discret, placé n'importe où;
3. A son retour, et après l'ouverture d'une portière, l'automobiliste dispose de nouveau de 20 à 30 s pour couper l'interrupteur et neutraliser le dispositif, dont la mise hors circuit est indiquée par un autre voyant;
4. Si un « indésirable » réussit à s'introduire dans la voiture, il n'a pratiquement aucune chance de trouver l'interrupteur « secret » en 20-30 s

et provoque, inévitablement le déclenchement d'un signal d'alarme (sonore ou optique) qui dure 5 minutes;

5. Ce signal suffit pour faire fuir un voleur même très décidé, mais son départ précipité peut se faire de deux façons différentes et entraîner deux conséquences également différentes : ou bien le voleur malchanceux claque la portière en s'enfuyant, auquel cas le signal d'alarme s'arrête au bout de 5 minutes et le système reprend automatiquement son état de veille; ou bien le voleur laisse une portière ouverte, et le signal d'alarme devient alors continu et ne s'arrête que si une intervention extérieure referme la portière;

6. On se rend compte qu'un voleur particulièrment obstiné qui, après sa fuite et s'apercevant que le signal d'alarme s'arrête, s'imagine pouvoir recommencer l'opération, se retrouve dans les conditions initiales : 20 à 30 s pour trouver la solution.

Le schéma fonctionnel de la figure 3-18 nous permet de mieux comprendre les détails du schéma général et c'est lui que nous utiliserons pour les premières explications sur la façon dont les choses se passent.

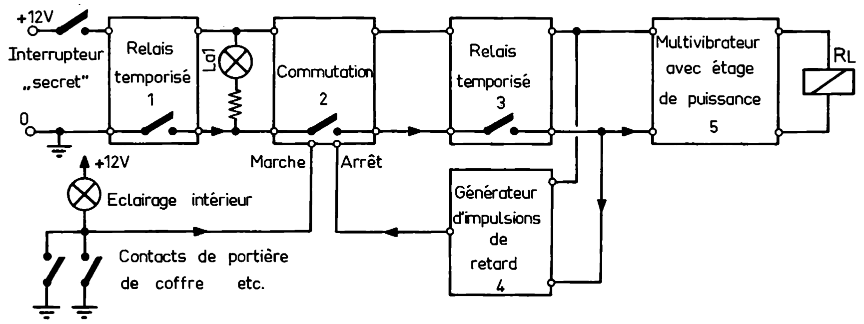



**Fig. 3-18. — Schéma fonctionnel du dispositif antivol pour automobile.**

A l'état de non fonctionnement, lorsque l'alimentation de l'ensemble est coupée, les trois interrupteurs des sections 1, 2 et 3 sont ouverts, la position des contacts de porte étant évidemment sans importance. Lorsque l'automobiliste ferme l'interrupteur « secret », le relais temporisé 1, dont le schéma d'ensemble est celui de la figure 3-19 *a*, se trouve alimenté et le condensateur $C_1$ commence à se charger à travers $R_1$. Dès que la tension aux bornes de $C_1$ dépasse la moitié de celle qui existe entre $b_2$ et $b_1$, (ce qui a lieu après 20 à 30 s), le transistor unijonction $T_1$ devient conducteur et le condensateur $C_1$ se décharge brusquement à travers l'espace e-$b_1$ et la résistance $R_2$. L'impulsion de tension qui en résulte aux bornes de $R_2$ est transmise à la gâchette du thyristor $Th_1$ et déclenche ce dernier, ce qui équivaut à la fermeture de l'interrupteur de la section 1.

L'étage suivant, celui de commutation, se trouve donc alimenté et prêt à réagir, sans aucune temporisation, à une éventuelle fermeture d'un interrupteur de porte. Il faut penser, en effet, qu'un tel interrupteur s'ouvre lorsque la porte correspondante est fermée, et se ferme lorsque cette porte est ouverte. Le schéma général de la section de commutation étant celui

de la figure 3-19 *b*, on peut se rendre compte que le transistor $T_2$ est bloqué lorsque le contact de porte est ouvert, car la base est alors très positive par rapport à l'émetteur. En revanche, dès que le contact se ferme (porte ouverte), le transistor devient conducteur et la tensoin qui apparaît sur $R_5$, appliquée à la gâchette de $Th_2$, déclenche ce thyristor, ce qui équivaut à fermer l'interrupteur de la section 2.

Donc, le relais temporisé 3, de même structure que celui de la figure 3-19 *a*, se trouve alimenté et « démarre » : le condensateur $C_3$ (fig. 3-20) commence à se charger et, après 20-30 s c'est le thyristor $Th_3$ qui se déclenche et met sous tension toute la section qui se trouve en aval, c'est-à-dire les transistors $T_4$, $T_6$, $T_7$ et $T_8$.

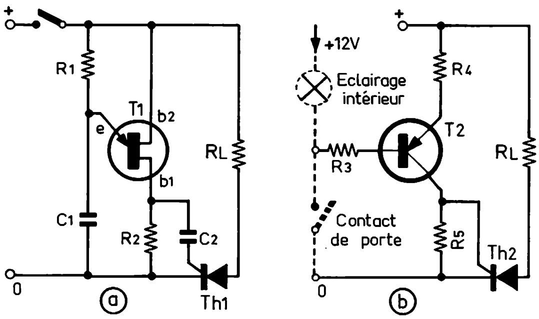



**Fig. 3-19. — Relais temporisé utlisé en 1 et 3 (*a*); étage de commutation utilisé en 2 (*b*).**

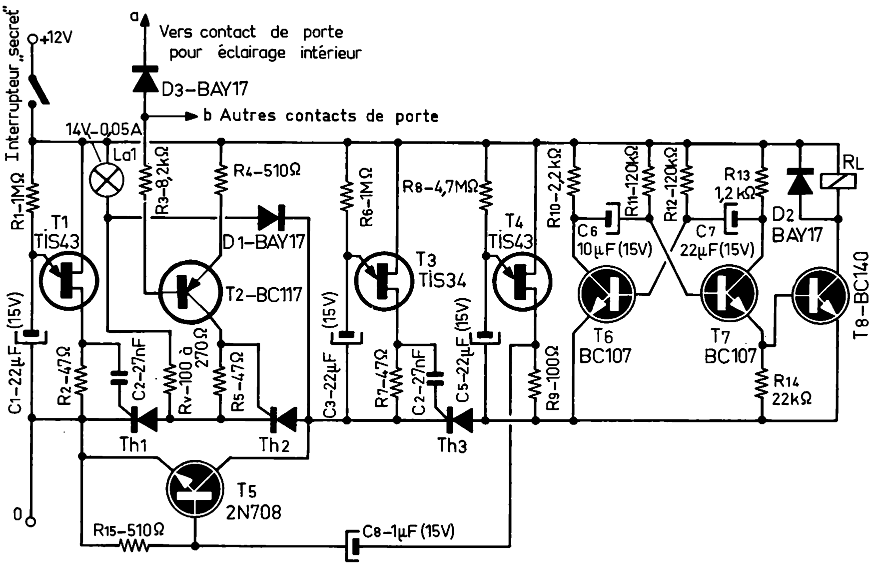



**Fig. 3-20. — Schéma général du dispositif antivol électronique pour automobile.**

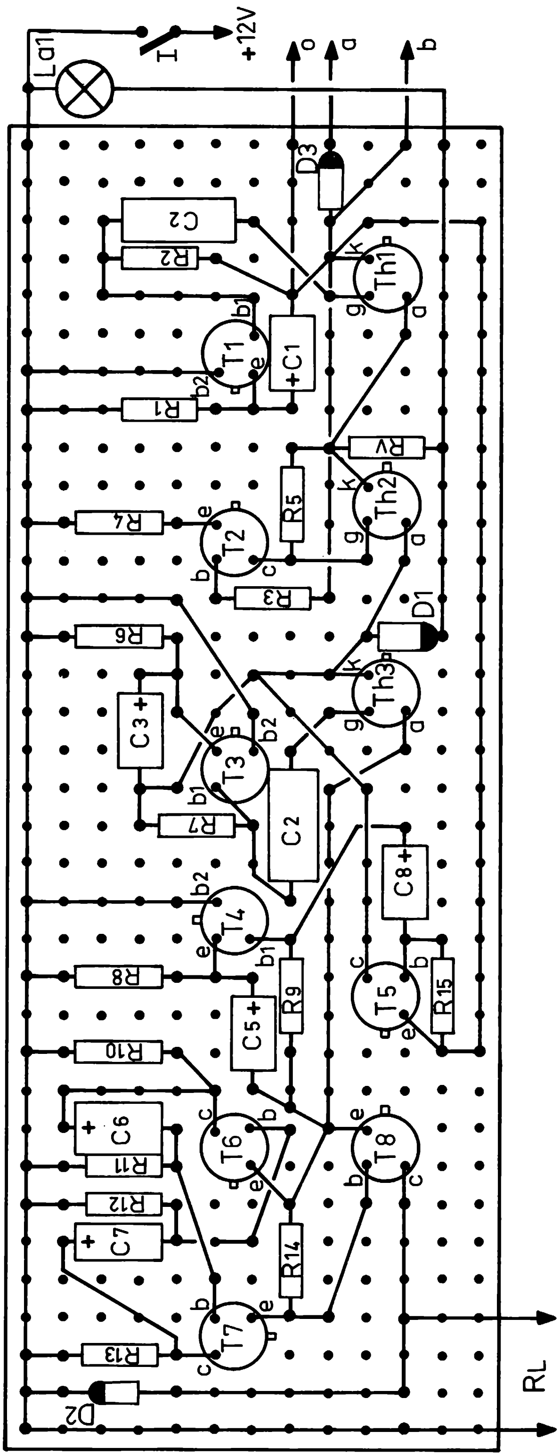



**Fig. 3-21. — Implantation des composants, sauf le relais RL, sur la platine de montage « pastillée ».**

Le dispositif d'alarme à proprement parler, se composant d'un multivibrateur $T_6$-$T_7$ et d'un étage de sortie $T_8$ actionnant un relais (RL), se met à fonctionner et délivre soit un signal sonore, soit un signal lumineux, soit les deux à la fois. A noter que le multivibrateur $T_6$-$T_7$ permet d'obtenir non pas un signal d'alarme continu, mais un signal périodiquement interrompu, ce qui attire beaucoup plus l'attention .

Mais en même temps que le signal d'alarme, le relais temporisé 3, constitué par le transistor unijonction $T_4$ (fig. 3-20), commence à fonctionner. Son temps de réponse est beaucoup plus long que celui des relais $T_1$ et $T_3$ et représente à peu près 5 mn. Après ce laps de temps, le relais $T_4$ se déclenche et, à travers $C_8$, envoie une impulsion positive sur la base du transistor $T_5$ qui, pour un temps très court, devient saturé et, par son espace collecteur-émetteur à très faible résistance, court-circuite les thyristors $Th_1$ et $Th_2$. Pour désamorcer un thyristor, il suffit de faire tomber le courant qui le traverse au-dessous d'une certaine limite, dite seuil d'amorçage, de sorte que le court-circuit par $T_5$ bloque uniquement le thyristor $Th_2$, car $Th_1$ reste traversé par le courant de la lampe témoin $La_1$.

Tout le système revient donc à l'état de départ, à la condition qu'il n'y ait aucune portière ouverte, auquel cas $Th_2$ se déclenche de nouveau et, 20 à 30 s après, le signal d'alarme redémarre pour 5 mn.

Le voyant de contrôle $La_1$ est le même pour les deux états du système : veille ou « activité ». Dans le premier cas, la lampe $La_1$ est alimentée à travers la résistance $R_v$ (dont la valeur sera déterminée expérimentalement) et son éclat est, de ce fait, relativement faible. Dans le second cas, dès que $Th_2$ est conducteur, la lampe est alimentée à travers la diode $D_1$ et son éclat est beaucoup plus vif.

En ce qui concerne la réalisation pratique, tout le montage peut être logé sur une platine imprimée ou « pastillée » de quelque 175 × 65 mm à condition d'utiliser des composants « miniaturisés » et, en particulier, des résistances de 0,25 W et des condensateurs électrochimiques au tantale. Ces derniers présentent un avantage supplémentaire de courant de fuite et de coefficient de température très faibles, ce qui est surtout important pour le relais temporisé à 5 mn.

En ce qui concerne les semi-conducteurs utilisés, il est certain que l'emploi des transistors indiqués sur le schéma donne une probabilité de fonctionnement conforme aux conditions imposées plus grande que si on fait appel à des transistors plus ou moins équivalents. Cela est moins important pour $T_2$, $T_5$, $T_6$, $T_7$ et $T_8$, mais peut être relativement critique pour les transistors unijonction, et même pour les thyristors dont les caractéristiques de déclenchement peuvent être assez différentes d'un type à l'autre.

Néanmoins, voici quelques indications sur un certain nombre d'équivalences possibles.

Les transistors unijonction mentionnés sur le schéma sont des *Texas*, mais on peut essayer de les remplacer par des *Motorola* de la série 2N3480 — 2N3481 — 2N3483 — 2N3484.

Quant aux autres transistors, les remplacements suivants peuvent être envisagés :

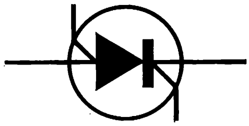
— $T_2$ : BC157, BC307, BC417, BC557;

— $T_6$-$T_7$ : BC147, BC237, BC407, BC547;

— $T_5$ : BSX20, 2N2369, BF173, BF197, BF199;
— $T_8$ : BFY50, 2N2297, BFR20, etc.

La figure 3-21 montre la disposition possible des composants sur la platine de montage.

Pour terminer, il est bon de signaler que le dispositif décrit ici peut être utilisé pour protéger un local, un appartement etc. Des interrupteurs nécessaires seront prévus dans les portes, les fenêtres, etc.



Chapitre 4

# 5 allumages électroniques

## deux allumages électroniques simples avec – à la masse et + à la masse
## un allumage à transistors silicium
## un allumage à contre-réaction
## un allumage électronique simple
## un allumage de conception originale

Pour mieux comprendre le principe de fonctionnement des systèmes d'allumage électronique décrits dans ce chapitre, il est utile, pensons-nous, de rappeler brièvement les particularités et les caractéristiques (avantages et inconvénients) des deux modes d'allumage : classique et électronique.

Le premier, bien connu, est représenté par le schéma de la figure 4-1 : les contacts du rupteur (qui fait partie du « delco ») sont ouverts ou fermés suivant la position d'une came entraînée par la rotation du moteur. Lorsque

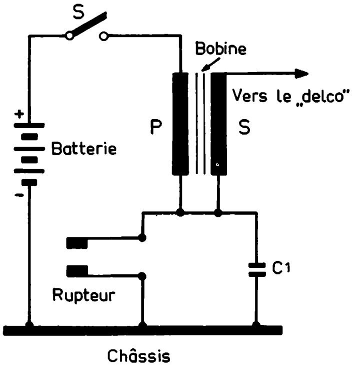



**Fig. 4-1. — Schéma simplifié d'un système d'allumage « classique ».**

le contact du rupteur est fermé, un certain courant circule dans le primaire P de la bobine, mais n'atteint sa valeur maximale qu'avec une certaine constante temps due à la résistance et à l'inductance du primaire. Ensuite, lorsque le rupteur s'ouvre, le circuit de la batterie est interrompu, l'ensemble devient un circuit oscillant et donne naissance à une onde amortie qui se

traduit, côté primaire, par une pointe de tension de quelques centaines de volts et, côté secondaire, par 10 à 30 kV.

Dans un système d'allumage électronique (fig. 4-2), on conserve le rupteur du « delco », le condensateur correspondant $C_1$ et la bobine classique, mais on fait appel, pour appliquer une tension suffisamment élevée à la bobine, à un convertisseur continu-alternatif avec son redresseur dont le rôle est de charger le condensateur $C_2$ à une tension de quelque 400 V, ten-

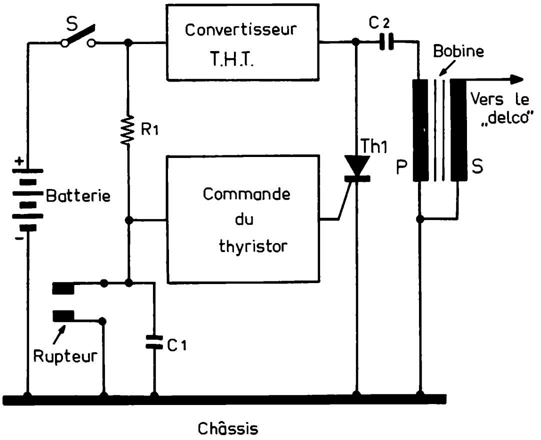



**Fig. 4-2. — Schéma également simplifié d'un système d'allumage électronique.**

sion qui reste pratiquement constante quelle que soit la tension de la batterie (10 à 13,5 V). Lorsque les contacts du rupteur sont fermés, le circuit de commande du thyristor ne reçoit aucune tension et le thyristor est bloqué, le courant dans la branche $R_1$-rupteur étant de l'ordre de 250 mA. Le convertisseur fonctionne et charge $C_2$.

Dès que les contacts du rupteur s'ouvrent, le circuit de commande du thyristor provoque l'amorçage de ce dernier, qui court-circuite la sortie du convertisseur et arrête son fonctionnement. En même temps, $C_2$ est mis à la masse par le thyristor et se décharge brusquement dans le primaire de la bobine, faisant naître au secondaire une pointe de tension de quelque 30 kV, que le distributeur du « delco » envoie vers les bougies.

Le phénomène oscillatoire amorti provoqué par la décharge de $C_2$ dans le primaire désamorce le thyristor par sa pointe négative et le condensateur $C_2$ se recharge partiellement par le courant inverse. Le thyristor étant bloqué, le convertisseur redémarre, charge $C_2$ à fond et le cycle recommence.

Quant aux avantages et inconvénients de l'un ou de l'autre des deux systèmes, on peut les résumer comme suit :

*Démarrage.* — Il est important, au démarrage, surtout par temps froid ou humide, d'avoir aux bougies des étincelles très énergiques. Or, dans un système d'allumage classique, la vigueur de ces étincelles dépend de la tension de la batterie qui chute toujours nettement à cause du courant très important absorbé par le démarreur, d'où des étincelles plus ou moins anémiques et des difficultés de mise en route. Dans un système d'allumage électronique la tension de la batterie est, dans une large mesure, sans influence sur la qualité des étincelles;

*Circulation à vitesse normale.* — Performances à peu près comparables des deux systèmes, sauf les conséquences « secondaires » dont il sera question plus loin;

*Circulation à vitesse élevée.* — Plus exactement le moteur tournant à régime élevé. Avantage très net au système électronique (supposé bien réglé) qui permet d'atteindre sans inconvénients 7 000-8 000 tr/mn avec la plupart des moteurs;

*Consommation d'essence.* — Des études très sérieuses, à base d'essais et de mesures effectués par des laboratoires pratiquement officiels, ont été publiées, dont on peut conclure que la consommation d'essence est, en général, plus faible de 8 à 10 % avec l'allumage électronique qu'avec l'allumage classique. Sans entrer dans les détails, on peut dire que l'allumage classique peut être plus économique à bas régime (au-dessous de 2 000 tr/mn), surtout lorsque l'écartement des électrodes des bougies est assez important (de l'ordre de 1 mm), mais que l'avantage de l'allumage électronique est général à vitesse élevée et se traduit par une économie moyenne de 8 à 10 % dans la consommation d'essence;

*Contacts et électrodes.* — Les contacts du rupteur s'usent beaucoup moins avec l'allumage électronique : intensité de coupure très inférieure et absence de suroscillations. L'étincelle étant plus « vive » et la combustion se faisant dans de meilleures conditions, les bougies s'encrassent beaucoup moins. La plupart des chiffres avancés permettent de prévoir une « longévité » des contacts du rupteur et des bougies multipliée par 4 ou 5;

*Réglages.* — Celui des vis platinées et l'écartement des électrodes des bougies sont beaucoup moins critiques avec l'allumage électronique;

*Bobine.* — On sait qu'une bobine peut être définitivement détériorée si on la laisse trop longtemps sous tension. Ce danger n'existe pas avec un système d'allumage électronique.

## Un système simple d'allumage électronique

On a cherché dans la réalisation de cet ensemble, à réduire au minimum le nombre de composants et à simplifier le schéma, sans nuire à la « fiabilité » du système d'allumage et à la qualité d'étincelle. L'appareil terminé a été essayé aussi bien au laboratoire qu'en utilisation normale, sur une voiture et sur une moto.

Deux versions sont présentées ici : pour les voitures dont le « moins » de la batterie est réuni au châssis (fig. 4-3); pour les voitures avec le « plus » à la masse (fig. 4-4).

Dans les deux schémas le convertisseur utilise un oscillateur blocking symétrique à deux transistors *p-n-p*. La haute tension obtenue au secondaire est redressée par la diode $D_1$ et charge le condensateur $C_2$ à travers l'enroulement primaire de la bobine. Dès le déclenchement du thyristor $Th_1$ le condensateur $C_2$ se décharge brusquement dans le primaire de la bobine, ce qui fait apparaître au secondaire une impulsion de THT, de l'ordre de 15 kV.

Dans les deux variantes c'est le rupteur (non représenté sur les schémas) qui commande le thyristor. En effet, lorsque les contacts du rupteur sont fermés la tension aux bornes de $C_1$ est nulle et le thyristor est désamorcé.

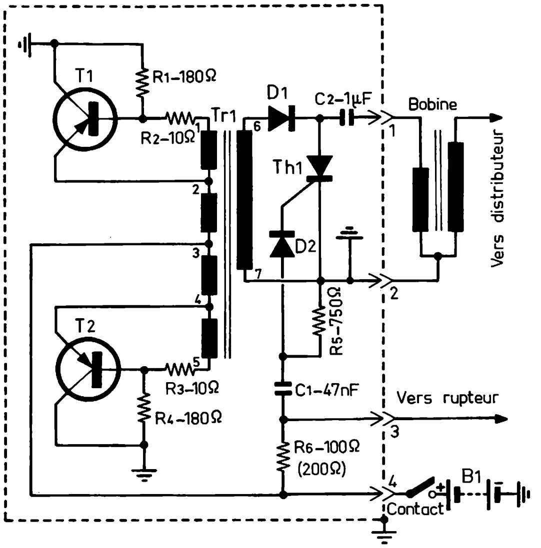
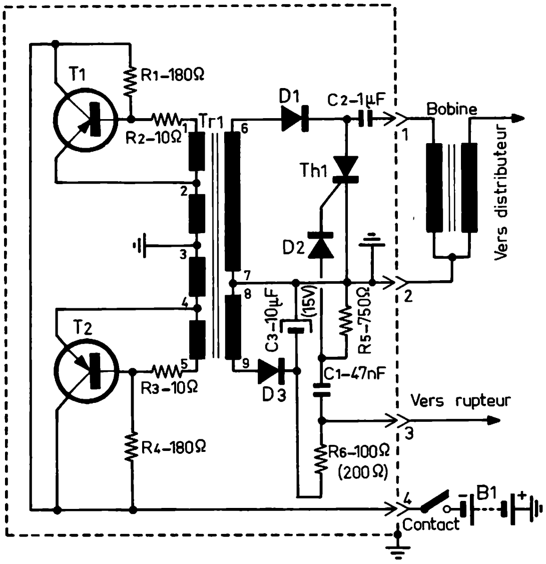



**Fig. 4-3. — Schéma du système d'allumage utilisable dans le cas d'une installation électrique avec le « moins » à la masse.**




**Figj 4-4. — Schéma du système d'allumage prévu pour une installation électrique avec le « plus » à la masse.**

Lorsque les contacts du rupteur s'ouvrent, une impulsion brève, en lancée positive, est appliquée à la gâchette du thyristor, qui devient conducteur.

Dans le schéma de la figure 4-4 (« plus » à la masse), le transformateur $TR_1$ comporte un secondaire supplémentaire fournissant une tension de l'ordre de 10V qui, redressée par la diode $D_3$, est utilisée pour assurer la charge du condensateur $C_1$, c'est-à-dire, pour commander le thyristor.

Ce bloc d'allumage électronique permet de « pousser » un moteur 4 cylindres à plus de 8 000 tr/mn. Le courant consommé augmente à peu près

linéairement avec le nombre de tours : à peu près 1 A à 2 000 tr/mn et 2 A à 6 000 tr/mn. Quant à la haute tension à la sortie du convertisseur, elle est pratiquement stable (300 V) jusqu'au-delà de 8 000 tr/mn.

L'ensemble peut fonctionner sur 12 ou 6 V. Dans le cas d'une utilisation sur 6 V seules changent les caractéristiques du transformateur $TR_1$ et la valeur de la résistance $R_6$, qui devient 200 Ω (valeur indiquée entre parenthèses).

Les deux transistors, $T_1$ et $T_2$, sont à choisir parmi les types suivants : AD149, AD139, AD140, AD156, ADY 27, AD 262 ou encore des « siliciums » tels que BD 202, BD224, BD186, etc. Ils seront montés côte à côte sur l'une des parois du boîtier qui leur servira de radiateur et devra avoir une surface de 40 cm² au moins. Il est préférable d'utiliser, si on en a la possibilité, des transistors appariés.

Le transformateur $TR_1$ peut être réalisé sur un circuit magnétique EI en ferrite, dont le noyau a une section de quelque 1,5 cm², ou sur un tore en ferrite également, avec un diamètre intérieur d'au moins 25 mm et une section de 1,2 cm² (par exemple, 5508 *Oréga*).

Il est intéressant de signaler des noyaux E en ferroxcube et à jambe centrale ronde *(RTC)*, spécialement développés pour la réalisation des transformateurs pour convertisseurs.

Le tableau suivant indique les caractéristiques des différents enroulements pour les deux types de circuit magnétique et pour les deux tensions de batterie.

Le condensateur $C_2$ doit être de qualité « professionnelle », prévu pour une tension de service de 400 V au moins en continu (par exemple, série 341 *RTC*).

Les résistances $R_1$, $R_4$, $R_5$ et $R_6$ sont de 0,5 W et les résistances $R_2$ et $R_3$ de 1W.

Le thyristor $Th_1$ doit pouvoir supporter une tension de commutation de 300-350 V au moins et un courant de l'ordre de 1A. Il est possible d'utiliser ici des types tels que 2N1599 *(Motorola* ou *Sescosem)*, 2N2329 *(Sescosem)*, BT109 *(RTC)*, 2N3525 ou 40379 *(RCA)*, etc.

| Enroulement | Nombre de spires | | Fil (émaillé) mm |
|---|---|---|---|
| | Pour 6 V | Pour 12 V | |
| *Circuit magnétique toroïdal* | | | |
| 1-2 | 13 | 20 | 0,30 à 0,32 |
| 2-3-4 | 40 + 40 | 90 + 90 | 0,90 |
| 4-5 | 13 | 20 | 0,32 à 0,30 |
| 6-7 | 1 300 | 1 800 | 0,20 |
| 8-9 | 50 | 100 | 0,20 |
| *Circuit magnétique en EI* | | | |
| 1-2 | 10 | 18 | 0,30 à 0,32 |
| 2-3-4 | 35 + 35 | 50 + 50 | 1 |
| 4-5 | 10 | 18 | 0,30 à 0,32 |
| 6-7 | 1 150 | 1 400 | 0,20 |
| 8-9 | 40 | 55 | 0,20 |

Les diodes à utiliser sont : BY127, BY227 ou analogue pour $D_1$ et OA95, AA117, AA132 etc pour $D_2$.

Il faut noter, à propos de la réalisation du transformateur $TR_1$, que le travail est beaucoup plus simple à exécuter sur un circuit en EI que sur un tore et que l'enroulement 2-3-4 doit être bobiné en bifilaire, les deux sections s'imbriquant l'une dans l'autre et le point milieu étant obtenu en réunissant la fin de 2-3 au début de 3-4.

D'autres solutions existent pour réaliser un transformateur utilisable dans le montage dont il est question ici et le lecteur pourra trouver des renseignements utiles dans certains blocs d'allumage électronique décrits plus loin.

Si le transformateur est correctement réalisé et qu'on n'a pas mélangé, pour le primaire, les entrées et les sorties des différents enroulements, le convertisseur doit fonctionner dès sa mise sous tension, ce qui peut être contrôlé en mesurant la tension secondaire redressée, le thyristor étant désamorcé (contacts du rupteur fermés). Après cela, il est nécessaire de s'assurer que le thyristor se déclenche normalement et il est possible qu'à ce stade une certaine mise au point soit nécessaire, en fonction du thyristor utilisé. Cette mise au point se réduit généralement au choix d'une valeur optimale pour la résistance $R_5$ (entre 700 Ω et 10 kΩ) dont dépend le fonctionnement correct aux vitesses de commutation élevées. Il peut être également nécessaire de modifier la valeur du condensateur $C_1$, dans le sens de la diminution le plus souvent.

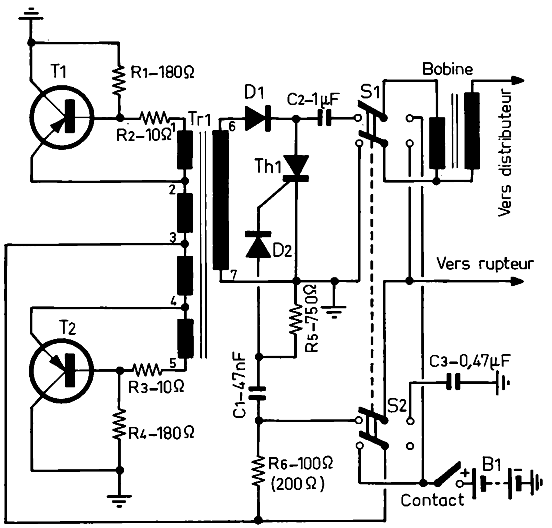



**Fig. 4-5. — Schéma de la figure 4-3 comportant un inverseur pour passer instantanément de l'allumage électronique à l'allumage classique et inversement.**

Certains réalisateurs pourraient souhaiter de pouvoir passer instantanément de l'un à l'autre système d'allumage, ce qui peut se faire par une commutation appropriée, représentée dans la figure 4-5 et commandée soit à la main, soit à l'aide d'un relais.

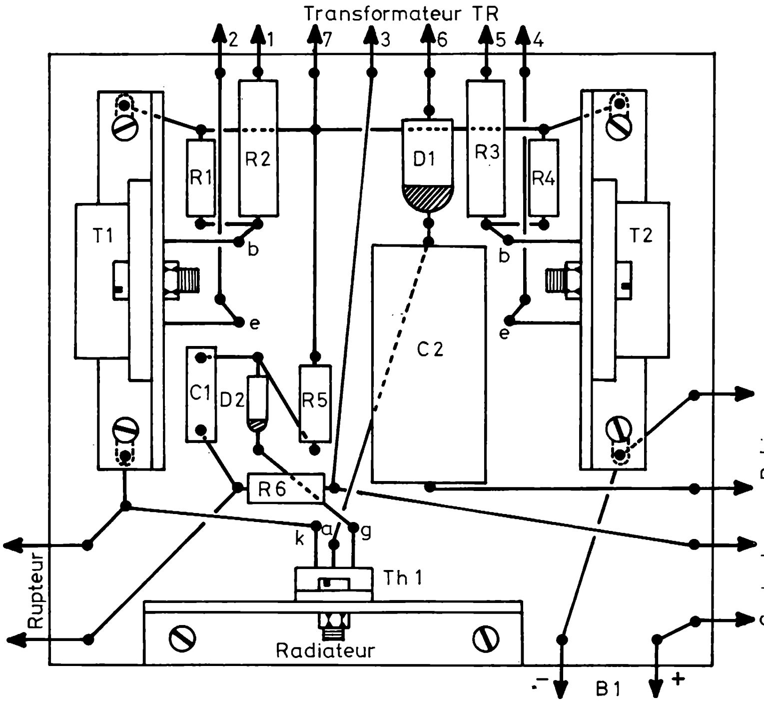



**Fig. 4-6. — Implantation des composants, sauf le transformateur, sur la platine de montage. Les deux transistors et le thyristor sont montés sur des radiateurs de 25 cm² chacun environ.**

La figure 4-6 montre la disposition possible des composants de la figure 4-3 sur une plaquette de montage, les deux transistors étant fixés sur un radiateur de quelque 50 cm² solidaire de la plaquette. Le transformateur $TR_1$, lui, sera fixé sur l'une des parois du coffret.

## Bloc d'allumage électronique à transistors silicium

Son schéma de base, celui de la figure 4-7, se rapporte à une voiture dont le circuit électrique est du type « moins » à la masse. Nous indiquerons plus loin les modifications à y apporter pour les modèles « plus » à la masse.

Dans son ensemble, le schéma général s'apparente à celui de l'allumage décrit précédemment, mais comporte cependant quelques particularités qu'il est bon de signaler. Entre autres, on a cherché ici à éliminer les effets dus aux « rebonds » du rupteur en régime élevé (grande vitesse) et les ratés que ce phénomène occasionne.

Le convertisseur, avec son redresseur en pont, doit donner à la sortie une tension continue 450 V, qui charge le condensateur $C_1$, en série avec le primaire de la bobine. Dès que les contacts du rupteur s'ouvrent,

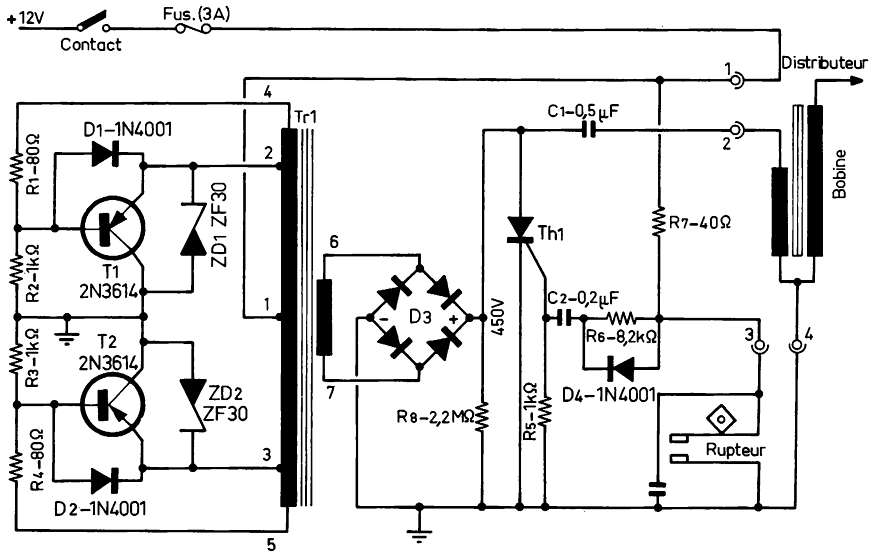



**Fig. 4-7. — Un système d'allumage électronique, analogue au précédent, mais plus « sophistiqué ». A utiliser avec le « moins » à la masse.**

l'impulsion de déclenchement du thyristor $Th_1$, due à la charge de $C_2$, est appliquée à la gâchette. Le thyristor devient conducteur, court-circuite pratiquement la sortie du convertisseur, qui cesse d'osciller, et met à la masse $C_1$, qui se décharge brusquement dans le primaire de la bobine, et donne naissance à une oscillation amortie de grande amplitude. Une impulsion de tension très élevée apparaît au secondaire, tandis que la pointe négative de l'oscillation amortie du primaire désamorce le thyristor et provoque une brève impulsion de courant inverse qui charge partiellement $C_1$, tandis que le convertisseur redémarre et complète cette charge.

Afin de simplifier le montage, les deux transistors de puissance sont utilisés en collecteur commun, ce qui permet de les fixer directement sur l'une des parois du coffret, faisant office de radiateur, ou sur un radiateur solidaire de la plaquette de montage.

Les diodes Zener $ZD_1$ et $ZD_2$ limitent les pointes de surtension entre le collecteur et l'émetteur des transistors de puissance, et protègent non seulement ces derniers, mais aussi les diodes du redresseur ($D_3$) et le condensateur $C_1$. Les diodes $D_1$ et $D_2$ empêchent toute polarisation inverse des transistors de puissance.

Les courbes des figures 4-8 et 4-9 permettent d'apprécier les performances du bloc décrit, d'autant plus que ces courbes ont été relevées sur une voiture standard, équipée d'un moteur 4 cylindres, la tension de la batterie étant de 13,5 V environ. On voit, sur la figure 4-8, qu'à 6 000 tr/mn, par exemple, la « tension » de l'étincelle tombe à moins de 15 kV avec l'allumage classique, mais se maintient à plus de 25 kV avec l'allumage électronique. Si on refait les mêmes mesures avec la tension de la batterie réduite à 7 V (ce qui correspond approximativement aux conditions d'un démarrage par temps froid), on constate que l'allumage classique ne donne

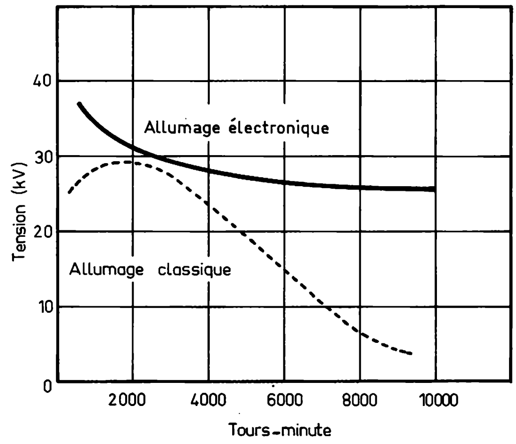



**Fig. 4-8. — Tension secondaire à la bobine d'allumage en fonction de la vitesse de rotation du moteur et suivant le système d'allumage, classique ou électronique.**

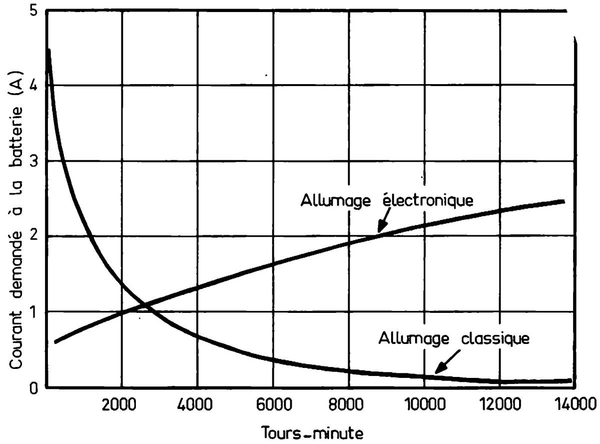



**Fig. 4-9. — Courant demandé à la batterie en fonction de la vitesse de rotation du moteur et suivant le système d'allumage, classique ou électronique.**

plus que 10 kV environ à la sortie de la bobine, tandis qu'avec l'allumage électronique on dispose encore de presque 30 kV. Or, un démarrage ne peut se faire normalement que si la THT est de 10 à 13 kV au moins.

Les courbes de la figure 4-9 permettent de comparer le courant consommé par un système d'allumage classique et par un système électronique. L'avantage de ce dernier apparaît surtout considérable à l'instant du démarrage, lorsque le courant demandé à la batterie est toujours très supérieur à 100-150 A avec un allumage classique, mais représente tout au plus 300-400 mA si on utilise un bloc électronique. Il nous a été affirmé qu'il était possible de mettre en marche une voiture dont la batterie est complètement « à plat » en poussant le véhicule (ou à la manivelle) et en utilisant une batterie de 4 piles torches de 1,5 V pour alimenter l'allumage électronique. Mais nous donnons cette recette sous toutes réserves, n'ayant jamais eu l'occasion de la mettre en pratique.

En ce qui concerne le montage, le volume du coffret sera conditionné surtout par les dimensions du transformateur. Les deux transistors de puissance seront fixés, comme il a été indiqué, sur la face extérieure de l'une des parois, qui servira de radiateur. L'emplacement du coffret dans la voiture n'a pas une grande importance, mais un certain nombre de précautions sont cependant à prendre :

1. Il faut éviter de monter l'ensemble dans un endroit où la température peut devenir trop élevée (trop près du moteur ou de l'échappement);
2. Il est nécessaire de prévoir une connexion à très faible résistance (grosse section et très bons contacts) entre la sortie 1 du coffret (fig. 4-7) et la borne + de la batterie;
3. La connexion vers le primaire de la bobine doit être très bien isolée;
4. Protéger le coffret de toute projection d'eau.

Voici maintenant quelques indications sur les modifications à apporter au schéma de la figure 4-7 pour l'adapter à une voiture dont le « plus » de la batterie est réuni au châssis :

1. Les transistors à utiliser sont des *n-p-n*;
2. La polarité des diodes $D_1$, $D_2$, $D_4$, $ZD_1$ et $ZD_2$ doit être inversée;
3. La sortie 1 du coffret doit être réunie à la borne « moins » de la batterie.

En ce qui concerne le transformateur $TR_1$, il peut être réalisé sur un circuit magnétique formé de tôles standard 56 × 48 mm empilées sans entrefer de façon que la section du noyau central soit de 2,5 à 2,6 cm$^2$.

Le primaire comporte 25 + 25 spires en fil émaillé de 1 mm, bobinées en bifilaire, le point milieu de l'enroulement étant obtenu en réunissant la fin d'une moitié au début de l'autre. Les deux autres primaires, connectés aux bases des transistors, comportent, chacun, 5 spires en fil émaillé de 0,35 mm. La base de $T_1$ est réunie au début de l'enroulement dont la fin aboutit à l'émetteur du même transistor. La base de $T_2$ est réunie à la fin de l'enroulement dont le début est en liaison avec l'émetteur.

Le primaire est protégé par plusieurs couches de papier et de vernis spécial, après quoi on bobine le secondaire : 840 spires environ en fil émaillé de 0,18 à 0,20 mm. Bobiner en couches régulières à spires jointives en interposant une feuille de papier et du vernis entre deux couches successives.

Les résistances $R_2$, $R_3$, $R_5$, $R_6$ et $R_8$ sont de 0,25 W; $R_1$ et $R_4$ sont de 1 W; $R_7$ est de 5 W, bobinée de préférence ou, à la rigueur, constituée par deux résistances de 22 Ω-3 W connectée en série.

Le condensateur $C_1$ est prévu pour une tension de service de 600 V et $C_2$ pour 100 V.

Les transistors à utiliser sont des 2N3614 (*p-n-p*) pour la version « moins » à la masse ou des 2N3055 (*n-p-n*) pour la version « plus » à la masse. Les premiers peuvent être remplacés par des BD 244, BD 204, BD 304; les seconds par des BDX 10, BDY 20, BDY 55, BD 181, BD 182.

Les diodes $D_1$, $D_2$ et $D_4$ peuvent être des BY 127, BY 138, etc. Le redresseur est un pont de 4 diodes BY 100 ou BY 127. Les deux diodes Zener sont des 30 V-400 mW, à choisir parmi les types tels que BZY 88/C30, BZX 46/C30, BZX 79/C30, etc.

Enfin, le thyristor $Th_1$ doit être prévu pour une tension de 400 V au moins et une intensité de 1 A : BT 129-600 R, BT109, 2 N1599, 2 N2329, 2 N3525, BTW 27-500 R, BT151-600 etc.

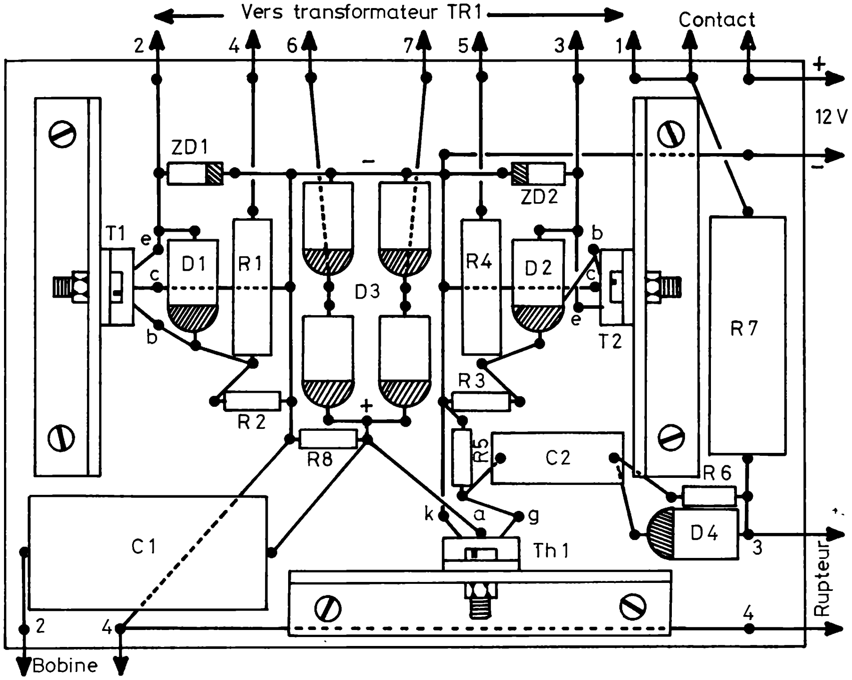



**Fig. 4-10. — Implantation des composants, sauf le transformateur, sur la platine de montage. Transistors et thyristor montés sur radiateurs.**

Pour terminer, signalons que la plupart des « bons auteurs » recommandent d'augmenter, avec l'allumage électronique, l'écartement des électrodes des bougies jusqu'à 0,8 voire 1,2 mm.

La figure 4-10 représente la disposition des composants, sauf le transformateur $TR_1$, sur une plaquette de montage, se rapportant au schéma de la figure 4-7 (« moins » à la masse). Sa « transposition » pour un montage « plus » à la masse ne présente aucune difficulté.

## Allumage électronique de conception originale

Dans un système d'allumage électronique, le problème essentiel consiste à assurer la charge d'un condensateur de façon que sa décharge dans la bobine soit aussi indépendante que possible du nombre de tours du moteur et de la tension de la batterie.

Dans le montage décrit ci-après, le condensateur est chargé à l'aide d'un oscillateur blocking commandé par un dispositif assurant une charge constante, indépendante de la tension de la batterie et de la température ambiante. Il en résulte que, dans la plage de températures allant de —25° à + 60 °C, ce système permet d'obtenir 30 kV au secondaire de la bobine, et cela avec une batterie dont la tension n'est que de 3 V (pour une batterie de 6 V).

## OSCILLATEUR

Dans un oscillateur blocking, le primaire du transformateur est mis périodiquement en liaison avec la tension d'alimentation, à l'aide d'un transistor-interrupteur commandé soit à l'aide d'un enroulement de réaction, soit par une impulsion extérieure.

Si on veut qu'un tel oscillateur assure une charge uniforme du condensateur, indépendamment des variations de la tension d'alimentation, il est nécessaire que la « coupure » intervienne pour une certaine valeur du courant de charge *i*. Mais la mesure de ce courant peut présenter des difficultés.

Si on choisit, pour le transformateur, un entrefer suffisamment grand, l'inductance primaire L devient pratiquement indépendante du courant, car le circuit magnétique reste loin de la saturation. Il en résulte que pour un courant de « déconnexion » constant, on a une allure linéaire du temps de charge *t* en fonction de la tension de la batterie. Par exemple, si la tension de la batterie ne représente que la moitié de la tension normale, le temps de charge est double.

Le dispositif de commande du blocking doit donc délivrer une impulsion dont la durée dépend de la tension d'alimentation du moment.

## COMMANDE DU BLOCKING

Cette impulsion de commande est fournie par un multivibrateur monostable, lui-même « piloté » par le contact du rupteur, comprenant les transistors $T_1$ et $T_3$ (fig. 4-11). Dans ce multivibrateur, la résistance de décharge du condensateur $C_3$, qui définit le temps de décharge est remplacée par le transistor $T_2$ et les éléments associés $R_5$-$R_6$-$R_7$-$R_8$-$D_2$. La tension de collecteur de $T_1$ est limitée à 2,7 V par la diode Zener $D_3$.

Au repos, le transistor $T_3$ est saturé par le courant de base fourni par $T_2$. Le collecteur de $T_3$ est réuni à la base de $T_1$ par $R_{10}$. A cause de la faible tension résiduelle collecteur-émetteur de $T_3$ et de la tension de seuil relativement élevée de $T_1$ (transistor silicium), ce dernier est bloqué d'une façon sûre.

Le condensateur $C_3$ se charge à une tension représentant celle de collecteur de $T_1$ (2,7 V), moins la tension base-émetteur de $T_3$ (0,7 V environ), soit à 2 V à peu près.

Si le transistor $T_1$ est rendu conducteur pour un temps très court par une impulsion positive, le saut de tension sur le collecteur de $T_1$ atteint, à travers $C_3$, la base de $T_3$. La tension de collecteur de $T_3$ augmente, et cette augmentation est transmise à la base de $T_1$ à travers $R_{10}$, ce qui fait basculer le multivibrateur dans son état instable, où $T_1$ est conducteur et $T_3$ bloqué.

Au début de cet état $C_3$ est encore chargé à 2 V, mais comme la tension émetteur-collecteur de $T_1$ est alors pratiquement nulle, la tension de base de $T_3$ est de —2 V.

Dans les montages « classiques » de multivibrateurs monostables, le condensateur tel que $C_3$ se décharge à travers une résistance placée entre la base de $T_3$ et le « plus » de la batterie, mais cette décharge présente

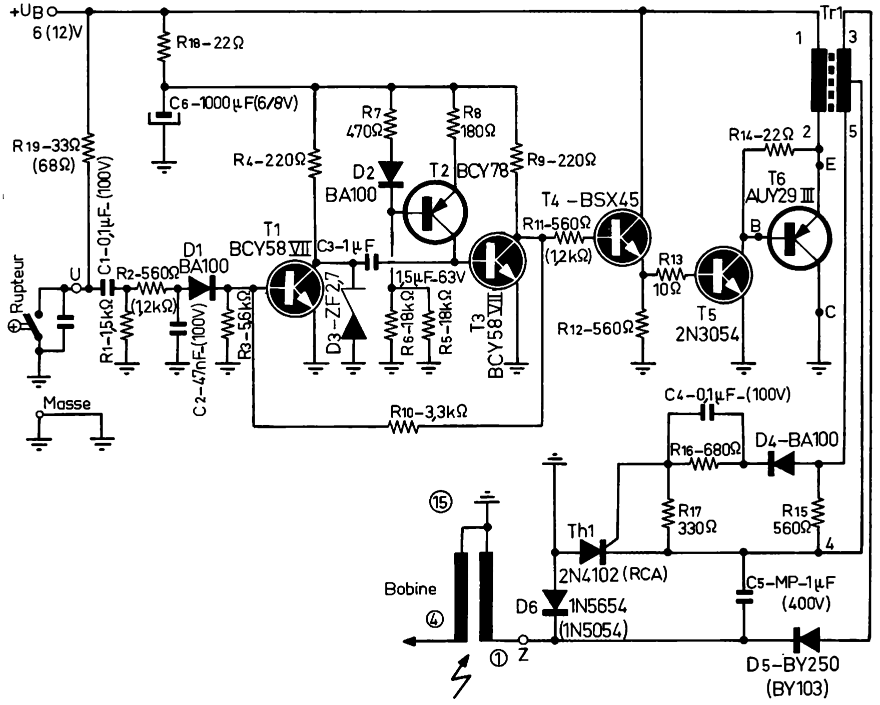



**Fig. 4-11. — Schéma général d'un système d'allumage électronique assurant une charge constante du condensateur $C_5$.**

une allure logarithmique (le courant n'est pas constant). Dans tous les cas, à 0,7 V, le transistor $T_3$ redevient conducteur et le multivibrateur bascule de nouveau dans son état stable.

En revanche, si la décharge de $C_3$ a lieu à travers un transistor, le courant de décharge est constant et la courbe de décharge est pratiquement une droite.

Le point de fonctionnement de $T_2$ se fixe automatiquement par le diviseur de tension $R_5$-$R_6$-$R_7$-$D_2$ en fonction de la tension d'alimentation, tandis que la diode $D_2$ agit en élément compensateur des variations « thermiques » de la tension base-émetteur de $T_2$. En ajustant convenablement $R_8$ on arrive à rendre linéaire la variation de la résistance interne du transistor en fonction du courant de base, c'est-à-dire de la tension d'alimentation réelle. Dans ces conditions, par exemple, la résistance de décharge pour $C_3$ tombe à la moitié de sa valeur lorsque la tension d'alimentation passe du simple au double.

A cause de cette modification de la résistance et de l'allure linéaire de la décharge de $C_3$ qui en résulte, la largeur de l'impulsion de commande devient dépendante de la tension d'alimentation.

Cette impulsion de commande est appliquée à l'amplificateur de puissance à travers l'étage collecteur commun (emitter follower) $T_4$ et le transistor $T_5$, avant d'atteindre $T_6$ monté également en collecteur commun. Les résistances $R_{11}$ et $R_{13}$ limitent le courant de base des trois transistors.

A l'entrée du circuit de commande on trouve la résistance $R_{19}$, qui constitue, pour le contact du rupteur, une charge de quelque 200 mA et qui permet d'éviter son encrassement. Le condensateur shuntant normalement le rupteur reste en place.

Lorsque le contact du rupteur s'ouvre, l'impulsion positive qui en résulte est différentiée par $R_1$-$C_1$ et appliquée à la base de $T_1$ à travers la diode $D_1$. Le condensateur $C_2$ étouffe les brèves pointes déterminées par les rebonds du contact au moment de la fermeture. La tension de seuil de la diode $D_1$ et du transistor $T_1$ empêche ces pointes de provoquer une « fausse commande » de l'allumage.

Une mesure supplémentaire pour prévenir des allumages intempestifs consiste en un filtre, $R_{18}$-$C_6$, qui protège le multivibrateur monostable des impulsions parasites provenant du circuit électrique de la voiture.

Le reste du fonctionnement diffère peu de ce qui a été dit à propos des montages précédents. Le condensateur $C_5$ est chargé à travers la diode $D_5$ à environ 350 V, tandis que l'impulsion amorçant le thyristor est transmise par le circuit $D_4$, $R_{16}$ et $C_4$.

La résistance $R_5$ amortit le transformateur $TR_1$ afin d'empêcher la naissance de suroscillations dues aux flancs très raides des impulsions, suroscillations qui peuvent provoquer, encore une fois des amorçages intempestifs du thyristor.

La diode $D_6$ sert pour « allonger », en quelque sorte l'étincelle aux bougies et lui donner l'allure d'un arc d'une certaine durée et non celle d'une décharge instantanée, afin de favoriser la combustion du mélange explosif.

## RÉALISATION

On peut envisager la réalisation de l'ensemble sur une platine imprimée conforme au dessin de la figure 4-12, fixée directement aux transformateur $TR_1$ et supportant tous les composants sauf le transistor de puissance $T_6$, monté sur un radiateur séparé.

On peut également utiliser une plaquette pastillée (fig. 4-13), avec ou sans radiateur pour $T_6$, le transformateur $TR_1$ étant séparé et fixé sur une des parois du coffret.

Le transformateur $TR_1$ doit être réalisé sur un circuit magnétique formé de tôles EI 75 $\times$ 65, assemblées sur une épaisseur suffisante pour avoir un noyau de 4 $cm^2$ de section environ. L'assemblage des tôles doit s'effectuer de façon à ménager un entrefer entre la partie E et la partie I, entrefer qui sera « matérialisé » par une plaquette de bakélite de 1,5 mm d'épaisseur.

Le primaire 1-2 doit comporter 42 spires en fil émaillé de 1,5 mm pour 6 V, et 60 spires en fil émaillé de 1,2 mm pour 12 V.

Le secondaire, réalisé en deux section, doit avoir 860 spires en fil émaillé de 0,2 mm pour la section 3-4 et 100 spires en même fil pour la section 4-5. Dans la mesure du possible, il est recommandé d'imprégner l'ensemble du bobinage.

Lors de l'établissement des connexions entre le transformateur et le reste du montage, il faut veiller à respecter le sens des enroulements, la fin de chacun étant indiquée par un point noir sur le schéma de la figure 4-11.

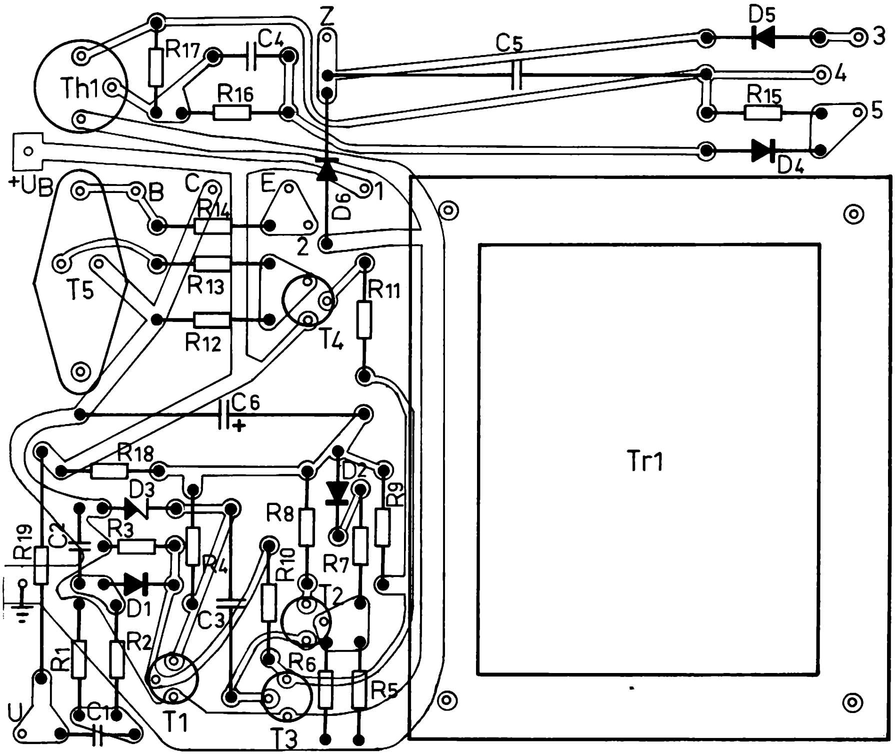



**Fig. 4-12. — Montage du schéma de la figure 4-11 sur une platine à circuit imprimé supportant également le transformateur.**

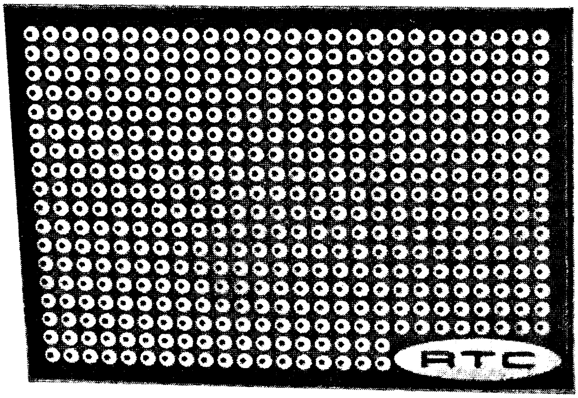


**Fig. 4-13. — Exemple de plaquette pastillée, sur laquelle pourra être réalisé le montage des figures 4-11 et 4-12.**

Le transistor de puissance $T_6$ doit être monté sur un radiateur formé par une plaque en aluminium ou, mieux, en cuivre de 115 × 60 mm environ, soit quelque 70 $cm^2$, ce qui correspond, approximativement, à une résistance thermique de 5 °C/W. Si le moteur équipé de ce système d'allumage doit tourner le plus souvent à un régime supérieur à 5 000 tr/mn, il est nécessaire de prévoir un radiateur plus efficace, du type moulé, que l'on fixera au mieux des possibilités.

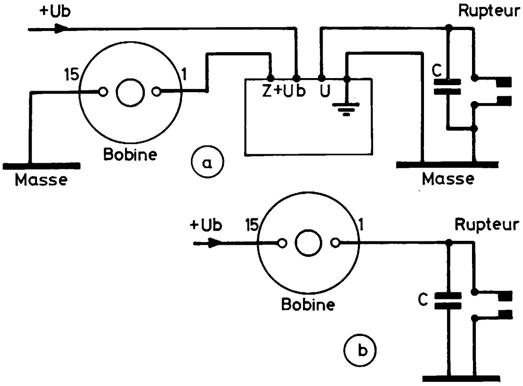



**Fig. 4-14. — Schéma d'installation d'un système d'allumage électronique (*a*) et celui d'un allumage classique (*b*).**

L'installation de l'allumage électronique dans la voiture se fera suivant le schéma de la figure 4-14, avec toutes les précautions d'usage : coffret le plus éloigné possible des parties très chaudes du moteur (échappement, radiateur, etc.); à l'abri des projections d'eau; réuni au « plus » de la batterie et à la masse à l'aide d'un câble de 2,5 $mm^2$ de section (pour le cuivre) au moins.

## MISE AU POINT

Avant tout, s'assurer que la tension aux bornes du condensateur $C_5$ est normale. Pour effectuer une lecture juste, utiliser un voltmètre électronique et disposer, à l'entrée de ce dernier, une diode quelconque (OA 95 ou analogue) et un condensateur de quelque 10 nF, suivant le schéma de la figure 4-15. On doit trouver, dans ces conditions, une tension de 310 à 360 V, indépendante du nombre de tours du moteur. Si la tension mesurée est trop faible, augmenter la valeur de $R_5$ et inversement. Si la tension mesurée est vraiment trop faible, inférieure à 200 V, par exemple, s'assurer que les enroulements du transformateur $TR_1$ sont connectés correctement.

Si on a la possibilité de procéder à des essais en laboratoire, ou du moins à l'aide d'un oscilloscope, on applique à l'entrée un signal rectangulaire, après avoir dessoudé la résistance $R_{19}$ si nécessaire. Dans tous les

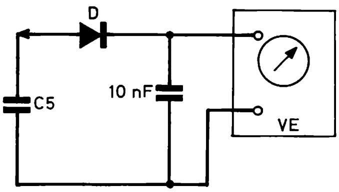



**Fig. 4-15. — La façon, très simple, de s'assurer, que la tension sur $C_5$ est normale.**

cas, il est indispensable de connecter une charge à la sortie, c'est-à-dire entre le point Z et la masse (fig. 4-11), charge constituée par le primaire d'une bobine d'allumage, par exemple; ou à la rigueur, par l'enroulement basse tension d'un transformateur quelconque. S'il s'agit d'une bobine d'allumage, connecter une bougie aux bornes du secondaire.

En procédant de cette sorte, on peut apprécier (à l'aide d'un oscilloscope) la largeur des impulsions destinées à commander le multivibrateur monostable. Cette largeur doit être de 3 ms avec une batterie de 6 V et de 2 ms avec une batterie de 12 V.

La limite de ce système d'allumage, en tant que nombre de tours maximal du moteur, se situe vers 7 000 tr/mn avec une batterie de 6 V et vers 9 000 tr/mn avec une batterie de 12 V.

En ce qui concerne le courant demandé à la batterie, on peut retenir les chiffres suivants : 2,2A à 2 000 tr/mn, 3,6A à 4 000 tr/mn et 5,2A à 6 000 tr/mn avec 6V ; 2A à 2 000 tr/mn, 2,8 A à 4 000 tr/mn et 3,7 A à 6 000 tr/mn avec 12 V.

## MATÉRIEL UTILISÉ

Tout d'abord, il faut noter que les valeurs entre parenthèses de certains éléments de la figure 4-11 se rapportent à la version 12 V de système.

Toutes les résistances peuvent être de 0,25 W, sauf $R_{11}$, $R_{12}$, $R_{13}$ et $R_{14}$ qui seront de 0,5 W et $R_{19}$ qui doit être de 10 W (bobinée).

Le condensateur $C_5$, qui doit être de qualité irréprochable, doit être prévu pour une tension de service de 400 V au moins (par exemple série 341-400 V *(RTC)*). Les autres condensateurs n'ont rien de particulier.

Les diodes $D_1$, $D_2$ et $D_4$ sont du type BA 100, 1 N914, 1 N4148, etc.

La diode Zener $D_3$, à tension de claquage de 2,7 V, est, en principe, un peu plus difficile à trouver. On a le choix entre les modèles suivants : ZF2,7 et ZP2,7 *(ITT)*, BZX75-C2V8 *(RTC)*, BZX96-C2V7, BZY85-C2V7, etc.

Les diodes $D_5$ et $D_6$ sont des « classiques » 1A : BY250, BY103, BY127, BY227, 1N5654, 1N5054, etc.

En ce qui concerne les transistors, voici quelques possibilités de choix ou de remplacement :

— $T_1$ et $T_3$ : BCY58III, BFX95, BC107, BC109, BC147, BC547, 2N930, 2N2222, etc.

— $T_2$ : BCY78, BC177, BC179, BC157, BC307, BC417, BC557, etc.

— $T_4$ : BSX45, BFX85, BFY51, BSW55, BSX46, etc.

— $T_5$ : 2N3054, BUY38, BD537, BD220, BDX232, BD179, BD237. Il s'agit ici d'un transistor de puissance, que l'on utilise, cependant, sans aucun radiateur, car il travaille très au-dessous de sa limite.

Néanmoins, une petite équerre métallique peut souvent faciliter sa fixation sur la plaquette de montage.

$T_6$ : AUY29III, 2N1167, AL100, ASZ 15, AL101, AU110, etc. Ici, on a affaire à un transistor de grande puissance (30 à 36 W) obligatoirement utilisé avec un radiateur dont il a été question plus haut.

Le thyristor $Th_1$ sera du même type que dans les montages précédents : BT129-600R, BTW27-500R, 2N1599, BTY79-600R, etc.

# Allumage électronique à contre-réaction de courant

## PRINCIPE ET FONCTIONNEMENT

L'appareil dont le schéma est représenté dans la figure 4-16 a ceci de particulier qu'il comporte un circuit de réaction en intensité qui confère à l'ensemble une stabilité de fonctionnement remarquable et une étincelle de vigueur constante, même en présence de variations de la tension d'alimentation importantes, entre 2 et 18 V. Autrement dit, on peut faire fonctionner l'ensemble sur 6 ou 12 V sans aucune modification.

Pour adapter ce montage à un circuit électrique « moins » à la masse ou « plus » à la masse, on utilise le dispositif représenté en bas et à droite du schéma. Autrement dit, si le « moins » de la batterie est réuni au châssis, le point U du schéma retourne directement à la masse à travers le contact du rupteur. Dans le cas contraire (« plus » au châssis), on utilise un transistor inverseur $T_6$, dont le collecteur est réuni au point U et dont le circuit de base retourne à la masse à travers $R_{12}$ et le contact du rupteur.

Aussitôt que l'ensemble est mis sous tension, un faible courant d'excitation circule à travers la lampe $La_1$, la diode $D_1$ et le transformateur $TR_2$ vers la base du transistor oscillateur $T_1$. Le courant de collecteur de ce dernier commence à circuler à travers $TR_1$-$TR_2$ et, à travers $TR_2$, contribue à accroître le courant de base de $T_1$. Il en résulte un phénomène d'avalanche qui aboutit à la saturation de $T_1$.

Le transistor $T_1$ étant saturé, l'accroissement de son courant de collecteur est, avant tout, déterminé par l'inductance de $TR_1$ et par la tension d'alimentation. Cet accroissement est linéaire en fonction du temps et entraîne un accroissement proportionnel du courant de base, de sorte que le transistor $T_1$ est constamment maintenu en état de saturation.

Le transformateur $TR_2$ est pratiquement court-circuité par l'espace base-émetteur de $T_1$ et par la diode $Z_1$ dans le sens direct, et fonctionne comme transformateur d'intensité. Le rapport entre le courant de collecteur et celui de base est déterminé par le rapport du transformateur $TR_2$ et doit être toujours plus faible que le gain en courant réel du transistor $T_1$.

La tension apparaissant au secondaire de $TR_2$ représente la somme de la tension base-émetteur de $T_1$ et de la chute de tension directe sur $Z_1$.

L'accroissement du courant de collecteur de $T_1$ s'accompagne de celui de la tension base-émetteur. Lorsque la fraction de cette tension prélevée sur le curseur du potentiomètre $P_1$ atteint la tension de seuil base-émetteur de $T_2$ et celle de la diode $Z_5$, un courant de base pour le transistor $T_2$ commence à circuler à travers $R_{10}$ (résistance de protection) et la diode $Z_5$. Le transistor $T_2$ forme, avec $T_3$ et $C_6$, une bascule monostable, et aussitôt que $T_2$ reçoit un courant de base, cet ensemble bascule et fait passer en saturation, a travers $Z_4$, le transistor $T_4$, qui court-circuite l'espace base-émetteur de $T_1$ et, par conséquent, bloque ce transistor.

Tant que le condensateur $C_6$ n'est pas chargé à travers $R_5$ et l'espace base-émetteur de $T_2$, c'est-à-dire pendant quelque 2µs, la bascule ne peut pas revenir à son état stable. Ce « délai » est nécessaire, car le tran-

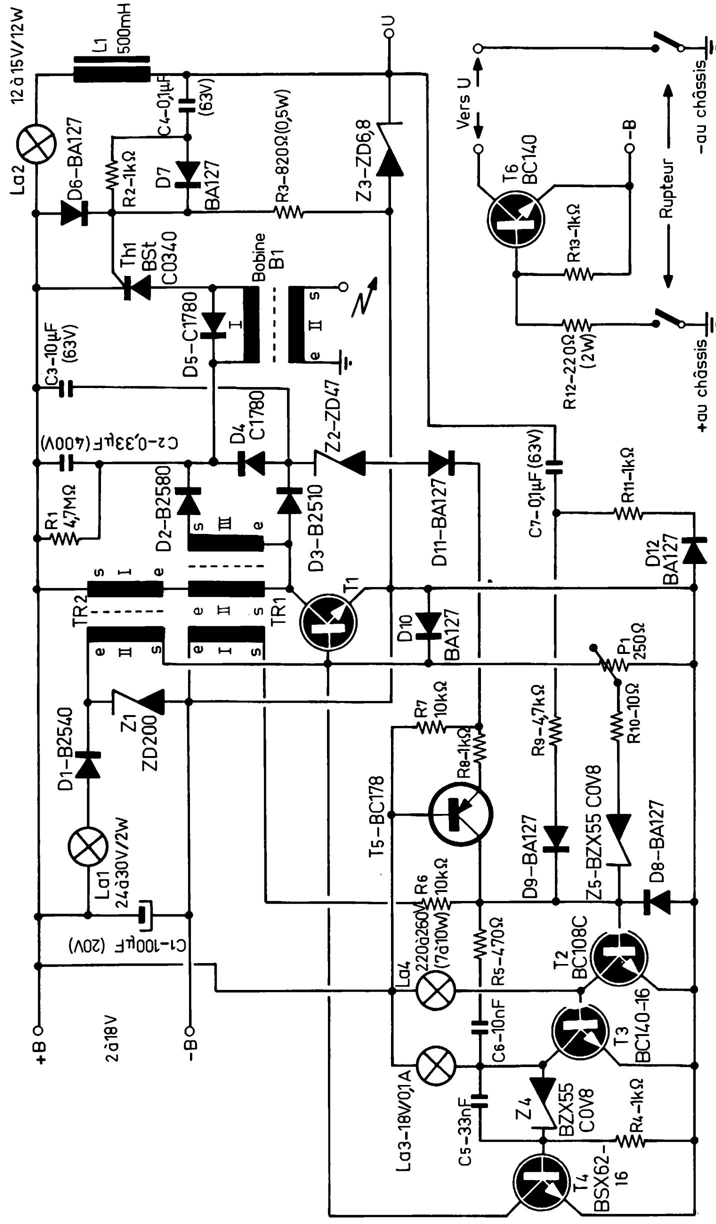



**Fig. 4-16. — Schéma complet du système électronique à contre-réaction de courant.**

sistor $T_1$ ne se bloque pas immédiatement à l'instant où son espace base-émetteur se trouve court-circuité, mais effectue ce changement d'état avec un certain retard (extrêmement faible, mais cependant mesurable).

Le potentiomètre $P_1$ doit être réglé de façon que le courant de collecteur de $T_1$ atteigne exactement 7 A, mais ne dépasse pas cette valeur. Les indications ci-aprés donneront la marche à suivre pour ce réglage :

1. Déconnecter le collecteur de $T_1$ du reste du montage;
2. Placer un ampèremètre entre le « plus » de l'alimentation et la base de $T_1$, en série avec une résistance variable, mais sans déconnecter la base du reste du montage. Placer un second ampèremètre, toujours en série avec une résistance variable, entre le « plus » de la batterie et le collecteur de $T_1$. Les deux résistances variables doivent avoir une faible valeur (10 à 25 Ω pour le circuit de base; 2 à 5 Ω pour celui de collecteur), mais pouvoir supporter une intensité de 5 à 10 A. On utilisera donc de petits rhéostats bobinés de quelque 25 W pour le circuit de base et de 50 W au moins pour le circuit de collecteur;
3. Placer d'abord les deux résistances variables ci-dessus au maximum de leur valeur;
4. Régler le potentiomètre $P_1$ de façon que son curseur soit à l'émetteur de $T_1$;
5. Connecter la batterie et mettre l'ensemble sous tension;
6. Ajuster le courant de base de $T_1$ à 1 A à l'aide de la résistance variable correspondante;
7. Ajuster le courant de collecteur de $T_1$ à 7 A avec la résistance variable correspondante;
8. Régler lentement $P_1$ jusqu'à observer un tremblement de l'aiguille de l'ampèremètre dans le circuit de collecteur et son léger recul. Laisser $P_1$ dans cette position.

Au moment où $T_1$ passe à l'état bloqué, une impulsion de retour prend naissance dans $TR_1$ et charge, à travers les diodes $D_2$ et $D_3$, les condensateurs $C_2$ et $C_3$ à des tensions différentes.

Simultanément, à partir de l'enroulement I de $TR_1$ et à travers $R_6$, la base de $T_2$ reçoit un courant positif, l'ensemble $T_2$. $T_3$ bascule et $T_4$ passe en saturation, demeurant dans cet état pendant la durée de l'impulsion de retour et maintenant $T_1$ dans l'état bloqué.

Dès la fin de l'impulsion de retour, la polarité de la tension dans $TR_1$ s'inverse et favorise, à travers $R_6$, le retour à l'état stable de la bascule $T_2$-$T_3$, ce qui bloque $T_4$. Le condensateur $C_6$ se décharge à travers $R_5$-$D_8$ et le cycle recommence.

Les impulsions de retour chargent les condensateurs $C_2$ et $C_3$ par paliers, de sorte qu'après quelque 16 impulsions la tension sur $C_3$ atteint environ 48 V et celle sur $C_2$ quelque 380-400 V. Lorsque la tension sur $C_3$ atteint 48 V, un courant commence à circuler à travers $Z_2$, $D_{11}$, $R_8$ et $T_5$ vers la base de $T_2$, fait passer ce transistor, ainsi que $T_4$, en saturation et les maintient dans cet état. L'oscillateur cesse de fonctionner.

Si cet état se prolonge, $C_3$ se décharge lentement, de même que $C_2$, à peu près dans la même proportion, à travers $R_1$, résistance qui est nécessaire pour éviter une charge à une tension excessive de $C_2$.

Aussitôt que la tension sur $C_3$ diminue de quelque 2 volts, l'oscillateur

envoie une ou deux impulsions qui rétablissent la tension de charge normale aussi bien sur $C_3$ que sur $C_2$.

Le temps pendant lequel l'oscillateur débite dépend de la tension d'alimentation. Si cette dernière n'est que de 2 V, les 16 oscillations de « démarrage » dont il a été question demandent quelque 20 ms. Avec 6 V cette durée n'est que de 2,5 ms environ, et avec 12 V de 1,2 ms seulement. Cela se traduit, en nombre d'étincelles d'allumage par seconde, par 50 étincelles avec 2 V, 300 avec 6 V et plus de 600 à 12 V. Si on demande encore davantage, la tension d'allumage disponible sur le condensateur diminue, mais l'ensemble continue encore à fonctionner.

Une étincelle est déterminée par le fonctionnement du rupteur. Lorsque le contact de ce dernier s'ouvre, le thyristor $Th_1$ reçoit une impulsion sur sa gâchette, par $C_4$-$D_7$, et devient conducteur. Le condensateur $C_2$ se décharge à travers le primaire de la bobine d'allumage et le thyristor. L'étincelle qui jaillit entre les électrodes d'une bougie représente une décharge brutale prolongée par un phénomène d'arc. Comme la tension aux bornes de $C_2$ tombe presque instantanément à quelque 47 V, c'est le condensateur $C_3$ qui continue à alimenter la « queue » de l'étincelle. Pour fixer les idées, la pointe d'intensité à l'instant d'éclatement est de 1,5 A environ, courant qui tombe à quelque 350 mA au moment où $C_3$ intervient, et continue à décroître ensuite plus lentement.

Le rôle de l'inductance $L_1$ consiste à assurer une impulsion de commande suffisamment énergique pour le thyristor, même lorsque la tension de la batterie est très faible. Pendant le temps où le contact du rupteur est fermé (thyristor désamorcé), un courant circule à travers l'ampoule $La_2$ et la bobine $L_1$. L'ouverture du contact provoque l'apparition, dans $L_1$, d'un « extra-courant » et, à ses bornes, d'une tension dont la polarité est telle qu'elle s'ajoute à la tension de la batterie. La tension totale est limitée par la diode $Z_3$, afin d'éviter tout danger d'étincelles au rupteur.

Simultanément avec l'impulsion de commande du thyristor $Th_1$, une impulsion en lancée positive est appliquée à la base de $T_2$ à travers $C_7$-$R_9$-$D_9$, ce qui bloque l'oscillateur pour 0,3 ms environ. Cette mesure est destinée à empêcher une oscillation « parasite » d'atteindre le thyristor amorcé et de compromettre son désamorçage.

## RÉALISATION ET MATÉRIEL

Le transformateur $TR_1$ est réalisé sur un pot fermé « Siferit » *(Siemens)* type B65631,J0630-A022. Les dimensions de ce pot sont 47 (diamètre) $\times$ 28 (hauteur) mm et ses caractéristiques magnétiques sont définies par $A_L = 630$, ce qui signifie que l'inductance d'une spire est de 630 nH soit 0,63 $\mu$H. Mais il ne faut pas oublier que l'inductance L est pratiquement proportionnelle au carré du nombre de spires. Autrement dit, si le nombre de spires passe du simple au double, l'inductance se trouve multipliée par 4.

Les caractéristiques des trois enroulements de $TR_1$ sont les suivantes :

I — 13,5 spires en fil émaillé de 0,25 mm;

II — 13,5 spires en fil émaillé de 1,1 mm;

III — 97-98 spires en fil émaillé de 0,25 mm.

Les enroulements I et II sont bobinés ensemble : spires de I se logeant entre les spires de II. Le couplage de III avec I et II doit être très serré.

En principe, il n'y a aucun inconvénient à utiliser un pot fermé de provenance différente, par exemple FP42/29-387-AL630 *(RTC)* dont les dimensions sont très proches de celles du pot *Siemens* et dont les caractéristiques magnétiques sont identiques ($A_L = 630$). Autrement dit, le nombre de spires reste le même pour les trois enroulements.

On peut envisager également l'emploi d'un pot à coefficient $A_L$ différent, auquel cas le nombre de spires doit être modifié proportionnellement au rapport des racines carrées de $A_L$. En d'autres termes, si on utilise un pot avec $A_L = 250$, par exemple, il faut augmenter le nombre de spires dans le rapport $\sqrt{630}/\sqrt{250}$, soit $25/15,8 = 1,6$ environ.

Le transformateur $TR_2$ est également réalisé sur un pot fermé « Siferit » type B65701-L0000-R026 (dimensions 30 × 19 mm), sans entrefer, avec $A_L = 6\,200$. Le nombre de spires est de 6,5 pour l'enroulement I (fil émaillé 1,1 mm) et de 45-46 pour II (fil émaillé 0,5 mm). On peut également utiliser le pot fermé *RTC*, type FP30/19-3B7-AL2500, de mêmes dimensions, mais avec $A_L = 2500$.

La documentation originale donne les détails de réalisation de la bobine d'allumage $B_1$ sur un circuit magnétique « Siferit » en U, type U52-B67332, avec un entrefer de 2 × 0,05 mm (feuille de papier). Le primaire I doit comporter 20 spires en fil émaillé de 1 mm et le secondaire II 1 500 spires en fil émaillé de 0,12 mm bobinées par dessus le primaire, avec un couplage très serré. Nous ne donnons ces caractéristiques qu'à titre indicatif, car la réalisation d'une telle bobine est, à notre avis, hors de portée d'un technicien, étant donné les précautions d'isolement qui sont nécessaires. Nous pensons qu'il est probablement possible d'utiliser une bobine normale.

L'inductance $L_1$ est réalisée sur un circuit magnétique en tôles EI 42 × 42 mm, avec une section du noyau de 1,4 à 1,6 $cm^2$. Cette inductance doit être de 50 mH environ, ce qui représente quelque 1 000 spires en fil émaillé de 0,25 mm.

La plupart des résistances peuvent être de 0,25 W, sauf : $R_3$ (0,5 W); $R_{12}$ (2 W).

Le condensateur $C_1$ sera, de préférence un électrochimique au tantale, de 100 µF-20 V.

Les diodes $D_1$, $D_2$ et $D_3$ sont des *Siemens*. Nous pensons qu'il est possible de les remplacer par des diodes telles que BY206 ou BY207 *(RTC)*.

Les diodes $D_4$ et $D_5$ peuvent être choisies parmi les modèles tels que BY127, BY227, etc.

Toutes les autres diodes, $D_6$ à $D_{12}$ sont des BA127, BAX16, BA189, BAY39 ou analogues.

La diode Zener $Z_1$ doit aussi avoir une tension de claquage de 200 V, ce qui n'est pas très courant. On choisira parmi les types suivants : ZD200 *(ITT)*, 1N3051 *(Motorola)* ou encore BZX61-C200 *(RTC)*.

Pour les diodes Zener $Z_2$ et $Z_3$ les possibilités de choix sont les suivantes :

— ZD47, BZX61-C47, BZX87-C47, BZY95-C47 pour $Z_2$;

— ZD6,8, BZX61-C6V8, BZX87-C6V8, BZY96-C6V8 pour $Z_3$.

Les diodes $Z_4$ et $Z_5$ ne sont pas, à proprement parler, des diodes Zener, mais des diodes silicium spéciales, utilisées en sens direct pour la stabilisation des faibles tensions ou pour constituer un « seuil ». On peut choisir parmi les types suivants : BZX55-C0V8, ZG1 *(ITT)*, BZX97-C0V8, BA220 ou BA315 *(RTC)*.

En ce qui concerne les transistors, voici quelques possibilités de remplacement et des indications sur les particularités d'utilisation.

$T_1$ : Transistor de puissance, à choisir parmi les modèles dont le courant de collecteur maximal se situe entre 15 et 20 A et qui est du type « commutation » : BU110, BU210, BUX12, BUX24, BUY55, etc. Ce transistor sera monté sur un radiateur de 8 °C/W, ce qui correspond à une plaque de cuivre de 2 mm d'épaisseur et de 6 250 mm² de surface, soit, approximativement 8 × 8 cm.

$T_2$ : A choisir dans la série : BC108C, BC148C, BC238C, BC408C, BC548C et autres.

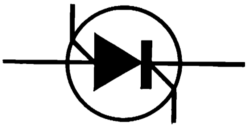
$T_3$ : Transistor de moyenne puissance, de l'ordre de 6-10 W, avec un courant de collecteur maximal de 1 à 3 A : BC140-16, BD139, BD230, BD226, BD228, BD529. La plupart de ces modèles sont présentés en boîtier TO-126, c'est-à-dire dont la fixation se fait commodément à l'aide d'une petite équerre métallique. Mais comme la marge de sécurité est ici confortable, on peut fixer le transistor à plat sur la plaquette de montage.

$T_4$ : BSX62-16, BFX34, 2N3830, 2N1480, etc.

$T_5$ : Transistor *p-n-p*, le seul du montage, à choisir dans la série BC178, BC158, BC308, BC418, BC558, etc.

$T_6$ : Même type que $T_3$.

Enfin, le thyristor $Th_1$ sera un BStC034 *(Siemens)*, à fixer sur un radiateur de quelque 4 à 5 °C/W, ou BT151-600 ou BT79-600 *(RTC)* qui peuvent se contenter d'un radiateur nettement plus réduit.



Chapitre 5

# 6 orgues ou jeux lumineux

deux orgues à trois canaux

un orgue simplifié

un orgue à lumière proportionnelle à l'intensité du son

une installation de lumière psychédélique

un clignotant à cinq lampes

## Principe

Ce que l'on appelle orgues électroniques, lumières psychédéliques etc. n'est autre chose qu'une « traduction » de signaux BF en phénomènes lumineux. Le dispositif le plus simple qu'on puisse imaginer consiste à connecter une petite ampoule type « lampe de poche » en parallèle sur la bobine mobile d'un haut parleur. On constate alors que la musique ou la parole provoquent l'illumination de l'ampoule, dont l'intensité est d'autant plus forte que le son est plus puissant et qui « suit », en quelque sorte, le rythme de la musique ou la cadence de la parole.

En allant plus loin dans cette voie on peut concevoir un système de filtrage du signal BF, de façon à le partager, en fonction de la fréquence, en deux, trois, quatre etc. « canaux », dont chacun attaque une lampe colorée différemment. Par exemple : rouge pour les basses; jaune ou vert pour le médium; bleu pour les aiguës. Cette répartition correspond, d'ailleurs, à l'échelle des fréquences des différentes couleurs, puisque la fréquence du rouge est le plus basse et celle du bleu le plus élevée.

La façon la plus simple et la plus économique d'opérer le partage du spectre BF en trois bandes (nous retiendrons ce nombre pour l'exemple qui va suivre) est de faire appel à des circuits sélectifs à résistances-capacités, que l'on associe, pour chaque canal, à un étage amplificateur, nécessaire pour compenser l'affaiblissement inévitable introduit par chaque filtre.

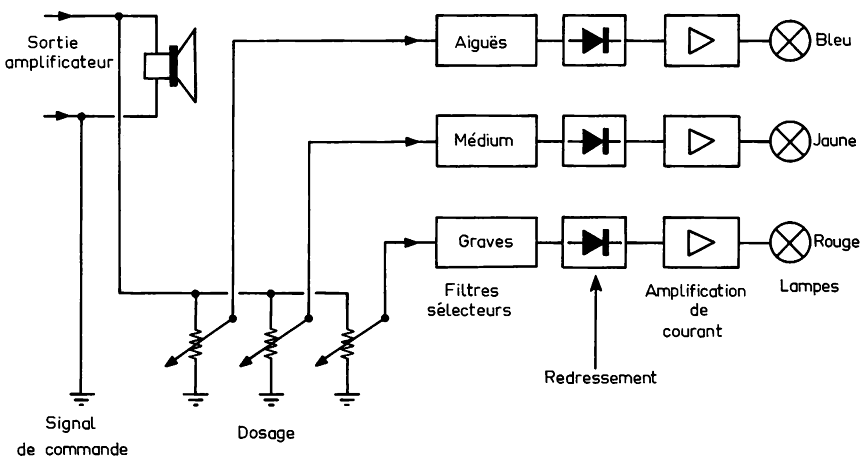



**Fig. 5-1. — Schéma fonctionnel d'un orgue lumineux à trois canaux.**

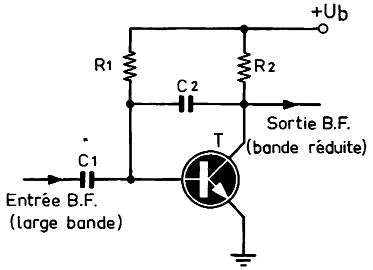



**Fig. 5-2. — Schéma d'un filtre séparateur, dont la structure est la même pour chacun des trois canaux et dont seule la valeur des composants varie.**

Étant donné que les étages qui commandent les lampes sont des amplificateurs de courant continu, chaque étage-filtre ci-dessus est suivi d'un « redresseur » qui peut être une diode ou un amplificateur-écrêteur.

Le schéma fonctionnel d'une installation complète à trois canaux est représenté dans la figure 5-1. Après les trois potentiomètres permettant de doser le signal appliqué à chaque canal, on voit les filtres séparateurs, dont chacun est réalisé suivant la figure 5-2, l'atténuation des fréquences « indésirables » étant obtenue par le choix de la valeur de $C_1$ et de $C_2$. La figure 5-3 représente l'allure de la courbe de réponse à la sortie de chaque filtre.

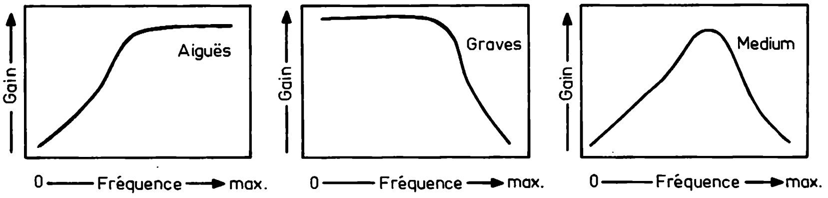



**Fig. 5-3. — Allure théorique des courbes de réponse des trois canaux.**

L'écrêtage, ou si l'on préfère le redressement, du signal, ainsi que l'attaque de l'étage suivant, sont obtenus très simplement par la disposition de la figure 5-4, où le point de fonctionnement de $T_1$ est ajusté par $R_1$ de façon que la tension de collecteur au repos (sans signal) soit pratiquement nulle, ne représentant qu'une faible fraction du volt. Autrement dit, on place $T_1$ en régime de saturation, la liaison avec l'étage suivant se faisant directement.

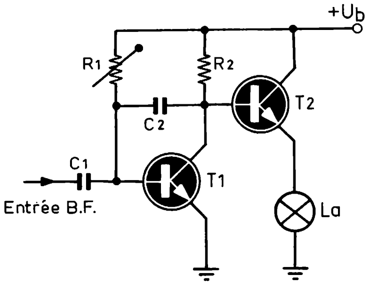



**Fig. 5-4. — Montage permettant l'écrêtage du signal et la saturation du transistor commandant une lampe.**

Sur le schéma de la figure 5-4, le transistor $T_2$ fait fonctionner une lampe intercalée dans son circuit d'émetteur, mais cette disposition n'est évidemment donnée qu'à titre d'exemple, car, d'une part, cette solution ne permet que l'utilisation d'une lampe de faible puissance et, d'autre part, ce qui nous intéresse, c'est de commander un thyristor, comme on le verra plus loin.

## Un orgue lumineux à trois canaux

L'ensemble décrit comprend, en réalité, deux sections bien distinctes : le système de partage de la bande transmise en trois canaux; les étages assurant le déclenchement des thyristors, avec ces derniers et les lampes commandées.

### AMPLIFICATEURS SÉLECTIFS

La première section est représentée dans la figure 5-5. Elle comprend trois groupes d'étages pratiquement identiques à celui de la figure 5-4 et un étage d'attaque commun, adaptateur d'impédance, $T_1$, qui peut avoir son utilité si on se propose d'attaquer l'ensemble à partir d'une source à impédance relativement élevée, par exemple à la sortie d'un détecteur radio. Si on emprunte le signal BF au secondaire d'un transformateur de sortie ou, dans le cas le plus général, aux bornes de la bobine mobile, l'étage $T_1$ peut être supprimé.

Le gain de chaque canal peut être ajusté par les potentiomètres $P_1$, $P_2$ et $P_3$, et la bande transmise par chacun est déterminée uniquement par la valeur des éléments de liaison ($C_2$, $C_5$, $C_8$) et de contre-réaction ($C_3$, $C_6$, $C_9$). Les trois bandes se répartissent comme suit :

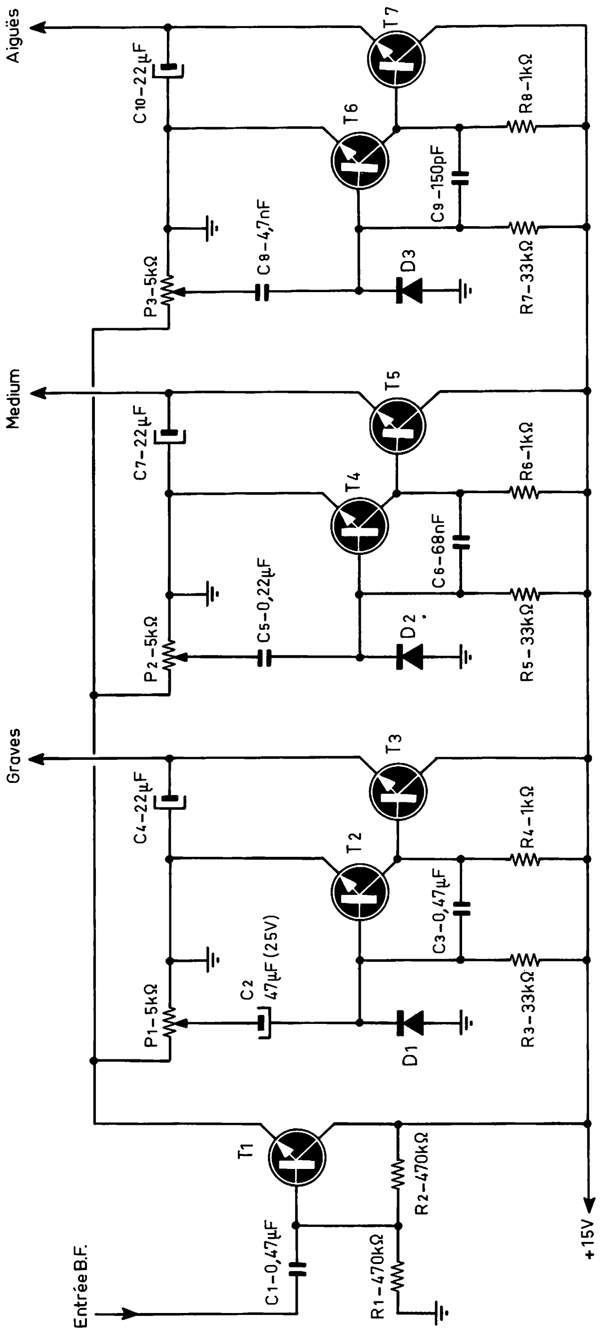



**Fig. 5-5. — L'ensemble des trois amplificateurs sélectifs et l'étage commun adaptateur d'impédance.**

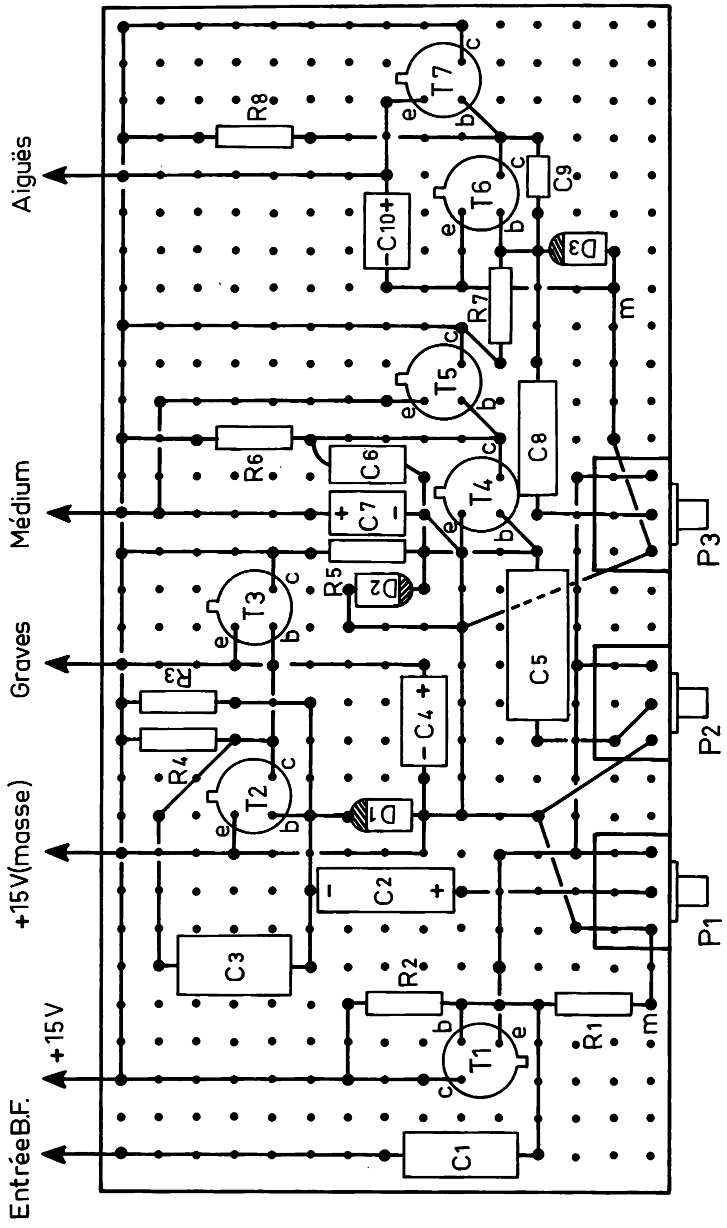



Fig. 5-6. — Réalisation pratique du schéma de la figure 5-5.

— Graves : 20 à 100 Hz environ;
— Médium : 300 à 1 000 Hz environ;
— Aiguës : 2 000 à 9 000 Hz environ.

Au-dessus et au-dessous des limites indiquées le gain diminue très rapidement, de façon à éviter le « recouvrement » des canaux voisins, du moins en régime normal, car la bande transmise s'élargit en présence d'un signal de grande amplitude.

Les trois diodes, $D_1$, $D_2$ et $D_3$ empêchent les condensateurs de liaison de se charger négativement, ce qui peut se produire si le signal d'entrée est trop intense.

Le point de fonctionnement des transistors $T_2$, $T_4$ et $T_6$ est ajusté de façon que la tension, au repos (sans signal) sur chaque collecteur ne représente que quelques dixièmes de volt. Il en résulte qu'en fonctionnement on obtient, sur ces trois collecteurs, des signaux en lancée positive, dont l'amplitude maximale peut atteindre quelque 12 V.

Ces signaux, appliqués aux transistors amplificateurs correspondants ($T_3$, $T_5$, $T_7$), déterminent, sur les émetteurs de ces transistors, l'apparition de tensions continues dont la valeur est proportionnelle à l'amplitude des impulsions existant sur les collecteurs des transistors $T_2$, $T_4$ et $T_6$. Les condensateurs $C_4$, $C_7$ et $C_{10}$ éliminent des impulsions occasionnelles pouvant se superposer à la tension continue, mais leur valeur doit rester aussi réduite que possible (au maximum celle indiquée sur le schéma), car leur présence confère une certaine inertie à l'ensemble et dégrade, en quelque sorte, sa dynamique.

Le courant d'émetteur de chaque étage de sortie peut atteindre, lors des *forte*, quelque 0,5 A, tandis que la tension à ces émetteurs varie d'une faible fraction de volt à 12 V environ.

En ce qui concerne les transistors, on peut choisir parmi les types suivants :

Pour $T_1$-$T_2$-$T_4$-$T_6$ : BFY39II, BSW41, BC107, 2N929, BSW64, 2N2222A, BC147, BC547, etc.

Pour $T_3$-$T_5$-$T_7$ : BSY54, 2N1711, BSW54, 2N2219A, etc.

Les trois diodes sont des OA81, OA95, AA117 ou analogues.

## COMMANDE DES LAMPES

Bien que nous nous proposions de décrire un dispositif de commande à thyristors, nous pensons qu'il peut être utile d'indiquer un autre système, très simple, d'ailleurs, qui ne fait appel qu'à des transistors de puissance. Il peut, en effet, avoir son utilité lorsqu'il s'agit d'une petite installation, faisant appel à des lampes 12V-15 à 50 W. Bien sûr, même dans ce cas rien ne nous empêche d'utiliser des thyristors, mais il est parfois intéressant d'avoir deux solutions différentes à sa disposition.

La structure des étages de puissance, qui sont des amplificateurs de courant, est très simple et se trouve représentée par les deux schémas de la figure 5-7, dont on choisira celui qui correspond à la puissance des lampes utilisées : maximum 12 à 15 W pour le schéma *a* et 12 à 50 W pour le schéma *b*.

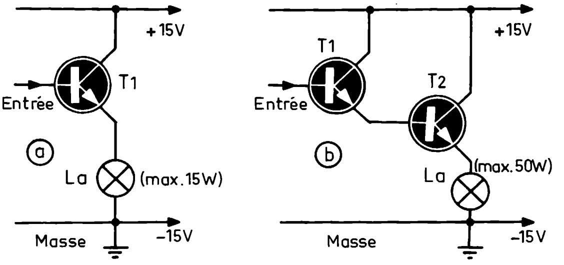



**Fig. 5-7. — Commande, par transistor, d'une lampe de 15 W max. (*a*) ou de 50 W max. (*b*).**

Dans le premier cas, un transistor de puissance équivalente (15 W) est, en principe, suffisant. On le choisira parmi les types tels que BDY15C, BD131, BD109, BD163, BDY62, BD106, etc.

Dans le second cas (fig. 5-7*b*), le transistor $T_1$, du même type que ci-dessus, attaque un transistor ($T_2$) de grande puissance, dont le type « classique » est le 2N3055, bien connu. On peut envisager d'utiliser, à sa place, un autre transistor de puissance comparable, tel que 2N5559, BDX10, BDY56, 2N6472, BU110, BDY74, etc.

Bien entendu, quel que soit le schéma adopté, les transistors de sortie, ceux qui commandent directement les lampes, doivent être montés sur des radiateurs correctement dimensionnés et, dans la plupart des cas, isolés du châssis ou de la masse, car le boîtier de ces transistors, réuni généralement au collecteur, est fixé directement au radiateur qui se trouve, par conséquent, en liaison directe avec le « plus » de la tension d'alimentation. Nous ne pouvons guère aborder ici les questions de refroidissement, dont le lecteur trouvera facilement les détails dans les ouvrages spécialisés, mais il est nécessaire de noter que les transistors tels que 2N3055 ou analogues demandent, à pleine puissance (80 à 115 W) un radiateur dont la résistance thermique est de l'ordre de 1,5 °C/W. Bien entendu, cela correspond, pour le transistor à un courant de collecteur de quelque 15 A, ce qui, pratiquement, n'est jamais atteint.

On peut, cependant, effectuer un calcul rapide et très approximatif, permettant d'évaluer la puissance maximale que peut dissiper un transistor fixé sur un radiateur de résistance thermique $R_{th}$. Si on désigne par Tj la température maximale de la jonction, généralement de 200 °C pour les transistors silicium de grande puissance, par $T_a$ la température ambiante (par exemple, 40 °C) et par $R_{th\ jb}$ la résistance thermique jonction-boîtier (de l'ordre de 1,5 °C/W), la relation qui permet de déterminer la puissance maximale $P_{max}$ à laquelle on peut prétendre s'écrit :

$$P_{max} = \frac{T_j - T_a}{R_{th} + R_{th\ -\ jb}}$$

Si on effectue ce calcul pour un radiateur de résistance thermique de 10 °C/W (une plaque de 70 $cm^2$ environ), on trouve, pour $P_{max}$, 14 W environ. Autrement dit, ce transistor peut commander tout au plus une lampe de 14 W. Si on veut aller plus loin, il faut un radiateur plus efficace : 5 C°/W pour 25 W environ; 3 °C/W pour 36 W, etc.

Les transistors $T_1$ des figures 5-7*a* et *b* peuvent, en règle générale, se contenter de radiateurs beaucoup plus réduits, surtout s'ils commandent un transistor de puissance.

Une recommandation importante : ne jamais essayer, avec les schémas et les transistors indiqués, d'utiliser des lampes prévues pour une puissance plus grande ou une tension plus faible. En effet, le courant de collecteur maximal d'un transistor tel que BDY15-C ou analogue représente seulement 2 à 2,5 A (4 A de pointe à ne dépasser en aucun cas), intensité qui, à cause de l'allure non linéaire de la résistance du filament de la lampe (résistance beaucoup plus faible à froid), peut être très vite atteinte, mais ne doit être dépassée en aucun cas.

Le schéma de la figure 5-8 montre l'ensemble des trois étages de sortie réalisés suivant la figure 5-7 *a*, c'est-à-dire prévus pour des lampes de 12 V-15 W (maximum).

Passons maintenant au dispositif qui nous intéresse, c'est-à-dire celui où les lampes sont commandées par des thyristors. Le schéma de la figure 5-9 nous en montre les détails, les caractéristiques de l'alimentation (transformateur Tr et redresseur Rd) et, dans une certaine mesure, des thyristors, étant fonction de la puissance des lampes utilisées, puissance qui peut atteindre 200 W par canal. L'ensemble peut convenir, par consé-

**Fig. 5-8. — Ensemble des trois étages de sortie réalisés suivant la figure 5-7 *a*.**

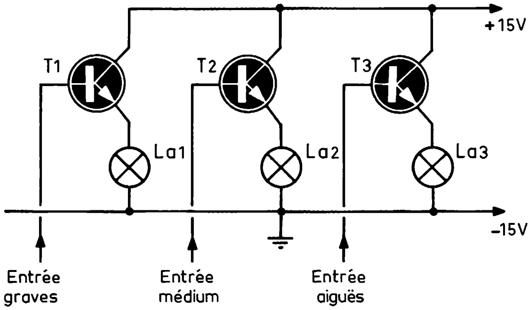
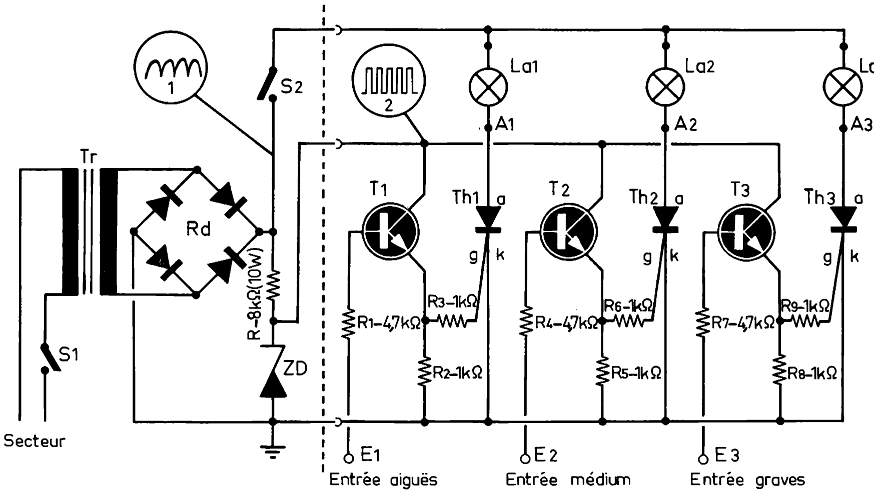



**Fig. 5-9. — Schéma d'un ensemble à commande de lampes par thyristors.**



quent, pour un local d'assez grandes dimensions : une salle de danse, etc.

Afin de maintenir le courant consommé par chaque lampe dans les limites raisonnables, on fait appel ici à des ampoules normales 220 V, qui présentent l'avantage supplémentaire d'une inertie thermique moindre par rapport aux lampes basse tension : la résistance à froid de ces lampes prend beaucoup plus vite sa valeur à chaud, ce qui raccourcit l'appel de courant au moment du « démarrage ».

Cependant, la commande des lampes par thyristors présente un certain inconvénient. En effet, un thyristor ne peut prendre que deux états : bloqué ou conducteur, de sorte que la lampe commandée fonctionne par tout ou rien : éteinte ou allumée. Bien qu'il existe des systèmes permettant des nuances, leur mise en œuvre introduit des complications et augmente sensiblement le prix de l'ensemble, de sorte qu'il est raisonnable d'y renoncer ici.

Il faut noter, cependant, que le fonctionnement de l'orgue n'est pas aussi brutal, en réalité, car l'existence des trois canaux fait que les lampes ne s'allument pas forcément en même temps, mais en fonction du rythme et de la prédominance des graves et des aiguës.

L'ensemble représenté dans la figure 5-9 est attaqué par les trois sorties du schéma de la figure 5-5, mais comme la commande des thyristors doit présenter une allure impulsionnelle, on doit supprimer les condensateurs $C_4$, $C_7$ et $C_{10}$ de la figure 5-5, ou du moins réduire leur capacité à 0,1 μF maximum.

La tension d'alimentation, obtenue par le redressement de la tension secondaire du transformateur Tr (fig. 5-9) n'est pas filtrée et son allure est celle de l'oscillogramme 1 de la même figure (alternances positives), ce qui est nécessaire pour assurer le désamorçage automatique des thyristors lors de chaque passage de la tension ondulée par le niveau zéro.

D'autre part, la résistance R et la diode Zener ZD permettent d'obtenir une tension pratiquement rectangulaire de 9 V c. à c., appliquée aux collecteurs des trois transistors « drivers », $T_1$, $T_2$ et $T_3$.

Chaque thyristor est connecté en série avec une lampe de 200 W maximum, et muni d'un radiateur « étoile » de 20 mm de diamètre.

Le transformateur d'alimentation Tr est, en quelque sorte, un transformateur séparateur de rapport 1/1 (pour un secteur de 220 V), prévu pour une puissance en rapport avec celle des lampes utilisées, donc 600 W pour 3 lampes de 200 W, 300 W pour 3 × 100 W etc. On voit que dans le cas d'un ensemble de 600 W, les dimensions et le poids du transformateur deviennent respectables : un noyau de quelque 27 cm²; environ 440 spires au primaire et autant au secondaire, en fil de 1,1 à 1,2 mm. Pour un transformateur de 300 W la section du noyau est encore de l'ordre de 18 à 19 cm² et le nombre de spires de 660 environ par enroulement, en fil de 0,8 à 0,85 mm.

Il est très important d'observer certaines précautions lors de l'utilisation de l'ensemble de la figure 5-9. L'interrupteur $S_2$ doit être fermé seulement après la mise sous tension du transformateur $T_2$ et ouvert avant la coupure de $S_1$, c'est-à-dire du secteur.

En ce qui concerne les différents semi-conducteurs, voici quelques indications pour en faciliter le choix.

Les diodes constituant le pont redresseur Rd doivent pouvoir supporter l'intensité maximale des trois lampes. On peut les choisir parmi les types suivants :

— Pour 3 × 60 W : BY103, BY127, BY227, etc.;

— Pour 3 × 100 W : BYY90, BY127, BYX22-600, etc.;

— Pour 3 × 200 W : IS2,5-400, BYX49-600, BYX48-600, etc.

Les trois transistors, $T_1$, $T_2$ et $T_3$ (fig. 5-9) sont du même type : BSY53, BSY71, BSY84, 2N2219 A, BFY46, BSW54, etc.

La diode Zener ZD sera du type ZL 9,1 ou analogue : BZX61-C9V1, BZX87-C9V1, BZY96-C9V1, etc.

Enfin, les trois thyristors seront des T0,8N5A00, 2N2328, BT109, etc.

La figure 5-10 montre l'emplacement des composants sur une platine

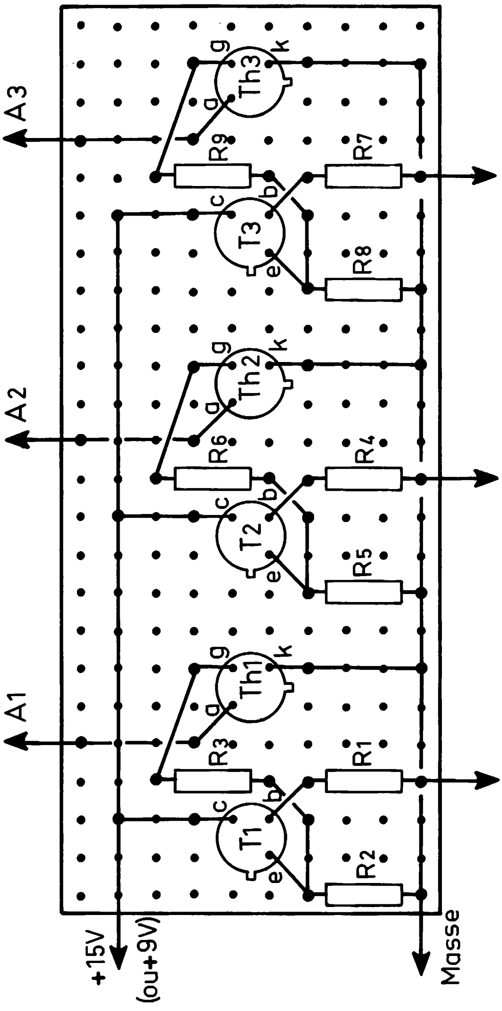



Fig. 5-10. — Implantation sur une platine de montage des composants de la figure 5-9, sauf le transformateur, le redresseur et le circuit de la diode Zener.

pastillée. Le câblage peut se trouver modifié si on utilise des transistors et des thyristors de présentation différente. D'autre part, la partie alimentation (transformateur et redresseur) n'y figurent pas, ni d'ailleurs la résistance R de 10 W et la diode Zener.

Il est possible d'éviter l'emploi d'un transformateur tel que Tr de la figure 5-9, lourd, encombrant et coûteux, en alimentant les lampes et les thyristors directement sur le secteur alternatif de 220 V, suivant le schéma de la figure 5-11. Cependant, l'inconvénient majeur de cette solution est que l'un des pôles du secteur se trouve inévitablement réuni à la masse de l'ensemble, d'où la nécessité absolue de précautions très sérieuses pour éviter tout contact accidentel avec cette masse : transformateur séparateur pour la source BF, boîtier et boutons de commande en matière isolante, etc.

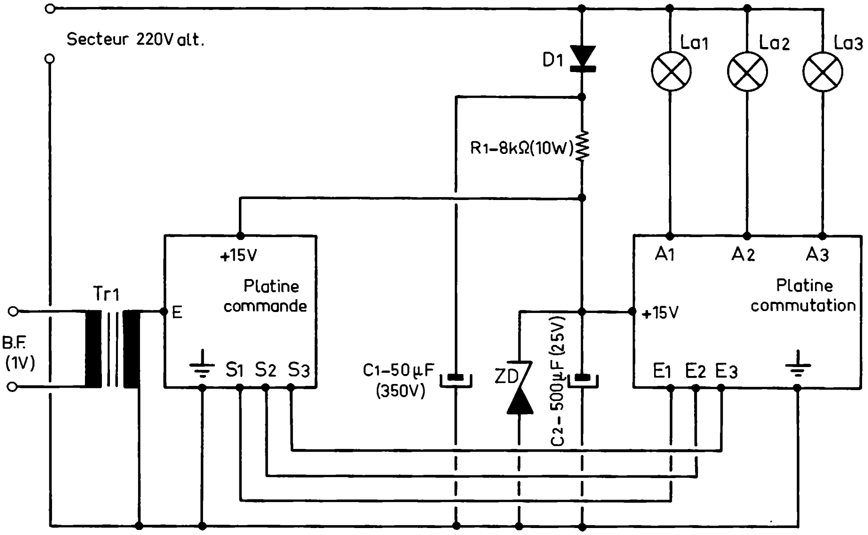



**Fig. 5-11. — Installation permettant d'alimenter l'orgue lumineux de la figure 5-11 directement sur le secteur.**

D'autre part, il faut tenir compte du fait que les thyristors alimentés en alternatif ne peuvent devenir conducteur que pendant les alternances positives, c'est-à-dire pendant la moitié d'un cycle. Cela signifie qu'une lampe de 200 W ne consommera que 100 W et fournira donc une lumière proportionnellement moindre.

Néanmoins, si on tient à adopter l'alimentation directe par le secteur, on peut s'inspirer du schéma de la figure 5-11, l'entrée du signal BF se faisant obligatoirement à travers un transformateur séparateur $Tr_1$ de rapport 1/1 et à isolement renforcé. Les deux ensembles, platine de commande (fig. 5-5) et celle de commutation (fig. 5-9) seront alimentées par une tension continue de 15 V, obtenue à partir du secteur à l'aide d'une diode $D_1$ (BY127 ou analogue), de la résistance chutrice $R_1$, de deux condensateurs électrochimiques ($C_1$ et $C_2$), et stabilisée par la diode Zener ZD (ZL16, BZY95-C16, BZX87-C16, etc).

## Un orgue lumineux simplifié

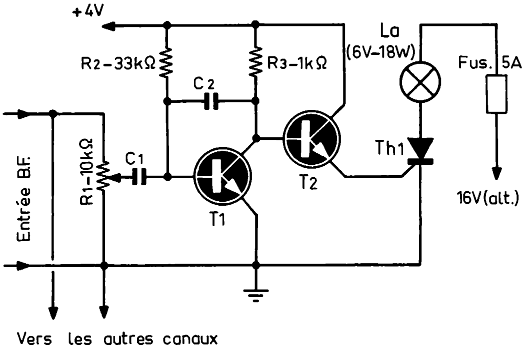
A l'intention de ceux qui pourraient trouver trop compliquée la réalisation précédente, nous décrivons ci-après une version simplifiée et, de ce fait, nettement plus économique. Le montage de base, c'est-à-dire l'ensemble assurant le partage du signal d'entrée en trois canaux est pratiquement le même que celui de la figure 5-5 à ceci près :

1. L'étage adaptateur $T_1$ est supprimé et l'attaque des trois potentiomètres, $P_1$ ,$P_2$ et $P_3$, se fait soit directement à partir de la bobine mobile, si le signal disponible est de 1 $V_{eff.}$ au moins, soit à travers un transformateur élévateur, de rapport 1/10, par exemple, si le signal BF semble trop faible. L'impédance de sortie classique des amplificateurs étant de 8 Ω, la tension de 1 V aux bornes correspond à une puissance de 0,125 W, c'est-à-dire à un niveau que n'importe quel amplificateur donne sans aucune difficulté;
2. Les diodes $D_1$, $D_2$ et $D_3$ sont supprimées;
3. Les condensateurs $C_4$, $C_7$ et $C_{10}$ sont supprimés;
4. La tension d'alimentation n'est que de + 4 V (au lieu de + 15 V);
5. Pour chaque canal, l'attaque du thyristor se fait directement, par l'émetteur du transistor de sortie correspondant, comme le montre le schéma partiel de la figure 5-12, qui se rapporte à un canal, les deux autres étant strictement identiques.

La valeur des condensateurs $C_1$ et $C_2$ est la même que celle des condensateurs correspondants de la figure 5-5, que nous rappelons ci-dessous :

— Canal « rouge » (graves) : $C_1$ = 47 µF; $C_2$ = 0,47 µF;
— Canal « jaune » (médium) : $C_1$ = 0,22 µF; $C_2$ = 68 nF;
— Canal « bleu » (aiguës) : $C_1$ = 4,7 nF; $C_2$ = 150 pF.

**Fig. 5-12. — Schéma d'un canal de l'orgue lumineux simplifié.**




Les deux transistors (par canal), identiques, sont des 2N2926, que l'on peut remplacer par des BC107, 2N5309, BC147, BC237, BC407, BC547, etc.

Le thyristor $Th_1$ est un modèle pouvant supporter un courant de 3 à 5 A, par exemple T3N0,6C00 *(ITT)*, BT109, BT 151-500 ou BT79-400 *(RTC)*, MCR808 ou MCR1308 *(Motorola)*, etc.

Les lampes utilisées sont du type « auto », 6 V-18 W, montées, chacune, dans un phare de recul et « colorées » à l'aide de quelques feuilles de cellophane rouge, jaune et bleu.

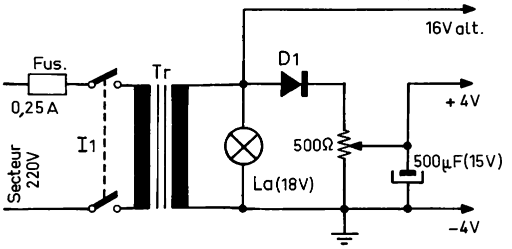



**Fig. 5-13. — Schéma du bloc d'alimentation pour l'orgue lumineux simplifié.**

L'ensemble est alimenté à l'aide d'un montage très simple, représenté dans la figure 5-13. Le transformateur Tr est du type « chargeur », donnant quelque 16 V au secondaire, avec une intensité de 9-10 A. Un potentiomètre de 500 Ω permet d'ajuster la tension d'alimentation exactement à 4 V.

La diode $D_1$ de la figure 5-13 est une OA81, OA95, OA174, 1N60A, 1N34, 1N117, etc.

## Orgue lumineux à lumière proportionnelle à l'intensité du son

Dans tout ce qui a été décrit précédemment, chaque thyristor fonctionne par tout ou rien. Autrement dit, il se déclenche pendant l'une des alternances seulement s'il est alimenté en alternatif pur ou pendant les deux si la tension qui lui est appliquée est ondulée à 100 Hz, c'est-à-dire représente la tension alternative redressée sur les deux alternances, mais non filtrée.

Le résultat se traduit, pour la lampe commandée par le thyristor, soit par la lumière maximale, soit par l'extinction, sans qu'il y ait la possibilité de faire varier l'intensité lumineuse en fonction de l'intensité d'un son. A la limite, un *pianissimo* produira le même effet lumineux qu'un *fortissimo* ou alors, si on modifie le réglage initial, les lampes resteront éteintes dans le premier cas et n'éclaireront que dans le second.

Pour obtenir des nuances, il est nécessaire de bâtir un système où le déclenchement des thyristors puisse se faire soit pendant toute la durée d'une alternance (son puissant = forte lumière), soit pendant une portion de cette alternance seulement, portion d'autant plus réduite que le son est plus faible : son faible = lumière atténuée. Autrement dit, il faut que le temps de conduction d'un thyristor soit asservi à la puissance du son.

Le circuit de base du système décrit ici est celui de la figure 5-14, et c'est lui que nous allons commenter rapidement. Les diodes $D_3$-$D_4$ redressent le signal BF qui se présente à l'entrée et il en résulte une tension négative au point *a*. La diode $D_5$ devient conductrice et le condensateur $C_1$ se charge, ainsi que $C_2$, à travers $R_1$. Mais la base du transistor $T_1$ reçoit une tension de « synchronisation » ondulée, en lancées négatives, dont chaque pointe positive correspond au passage par zéro de la sinusoïde de la tension du secteur alimentant l'ensemble.

A chacune de ces pointes le transistor $T_1$ devient conducteur et décharge les condensateurs $C_1$ et $C_2$ par sa résistance interne devenue faible. Immédiatement après, $T_1$ se bloque à nouveau et ces condensateurs se rechargent à travers $R_1$. Dès que la tension sur $C_2$ atteint un certain seuil, le transistor unijonction $T_2$ devient brutalement conducteur et décharge $C_2$ à travers le primaire du transformateur Tr. La diode $D_5$ se bloque et déconnecte $C_1$ de l'émetteur de $T_2$, ce dernier démarrant alors en générateur d'oscillations libres dont la fréquence est déterminée par la constante de temps $R_1$-$C_2$. Autrement dit, jusqu'au prochain passage par zéro de la tension du secteur, la gâchette du thyristor ou du triac recevra un train d'impulsions d'amorçage et la lampe commandée sera alimentée.

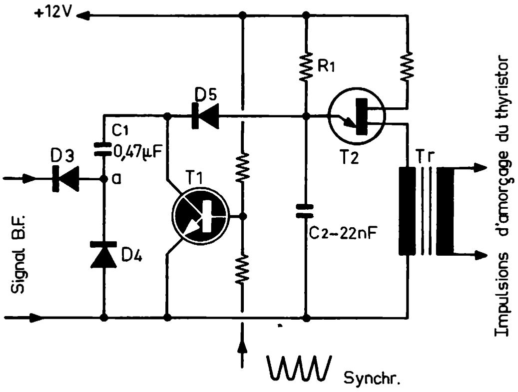



**Fig. 5-14. — Principe de la commande proportionnelle à l'intensité du son.**

C'est le temps de charge de $C_1$ qui détermine le retard de démarrage du générateur unijonction par rapport à l'instant de blocage de $T_1$ après le passage par zéro de la tension d'alimentation. Or, si la tension en *a* est nulle (aucun signal), $C_1$ se charge lentement et la tension sur l'émetteur de $T_2$ n'atteint pas le seuil de déblocage de l'unijonction avant l'arrivée de l'impulsion de synchronisation suivante rendant $T_1$ conducteur.

Si le signal d'entrée est important, le condensateur $C_1$ se charge rapidement et le générateur unijonction démarre très vite après le reblocage de $T_1$. Le train d'impulsions occupe alors pratiquement toute la durée d'une alternance et maintient le thyristor ou le triac en état d'amorçage.

Toutes les situations intermédiaires sont évidemment possibles et la figure 5-15 explique ce qui se passe pour deux périodes complètes de la tension d'alimentation secteur *(a)* lorsque le signal d'entrée passe pratiquement du simple au double à la seconde période *(c)*. On voit que le train d'impulsions d'amorçage représente à peine la moitié de la durée d'une alternance pendant la première période *(d)* et environ deux tiers pendant la seconde. En d'autres termes, la puissance reçue par la lampe commandée augmente en fonction de l'amplitude du signal.

Le schéma complet du dispositif est celui de la figure 5-16, où l'on reconnaît en $T_4$ et $T_5$ les deux transistors de la figure 5-14.

L'étage $T_1$ est un amplificateur, $T_2$ et $T_3$ étant des adaptateurs d'impédance. Le rôle particulier de $T_3$ est de permettre une sorte de commande automatique de gain agissant sur l'étage $T_1$, dont la sensibilité diminue

lorsque l'amplitude du signal à l'entrée augmente, ce qui élargit la zone d'efficacité de l'ensemble. Le condensateur $C_3$ sert à obtenir un effet de clignotement plus ou moins marqué. La valeur faible (10 μF) favorise cet effet; la valeur élevée (100 μF) le réduit.

Le transformateur d'alimentation $Tr_2$ possède deux secondaires : environ 20-25 V pour le pont redresseur $Rd_1$; env. 6 V pour $Rd_2$. A la sortie du redresseur $Rd_1$ la tension est positive, filtrée par $C_8$-$R_{17}$-$C_7$. La valeur de $R_{17}$ dépend de la tension à sa sortie de $Rd_1$ et doit être ajustée pour avoir + 12 V au point *a*. La tension continue à la sortie de $Rd_2$ est négative par rapport à la masse.

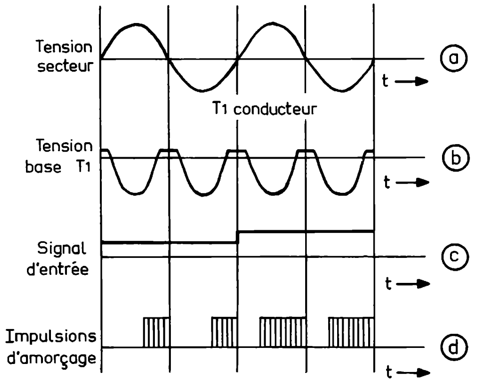



**Fig. 5-15. — Ce qui se passe pour deux périodes complètes de la tension d'alimentation lorsque l'amplitude du signal passe du simple au double.**

Le transformateur $Tr_1$ à travers lequel les impulsions d'amorçage sont transmises à la gâchette du triac (ou du thyristor) doit présenter un isolement particulièrement soigné, car son secondaire est en liaison directe avec le secteur et qu'il serait très dangereux pour l'ensemble et, dans certains cas, pour l'utilisateur qu'il puisse se produire un court-circuit entre le primaire et le secondaire de $Tr_1$.

Les caractéristiques de ce transformateur ne sont pas critiques, et son rapport est de 1/1. En principe, on peut utiliser un petit transformateur du type « blocking » trames de téléviseur, ou en réaliser un sur un noyau « pot fermé », muni d'une carcasse à deux gorges. On bobinera alors, dans chacune, 60 à 100 spires en fil émaillé de 0,20 à 0,30 mm. Il est important de respecter le sens des deux enroulements lors du câblage. Si c'est la sortie du primaire qui est connectée à la base 1 de l'unijonction, on doit réunir l'entrée du secondaire à la gâchette du triac (ou inversement).

Les diodes $D_1$ à $D_7$ sont des 1N4148, OA96, 1N4441, BAW47, BA168, BAX80, etc. Les deux redresseurs, $Rd_1$ et $Rd_2$, peuvent être des ponts moulés BY164 ou similaires.

Les transistors $T_1$ à $T_4$ sont des BFY40, mais d'autres types *n-p-n* silicium peuvent être utilisés, à la condition de pouvoir supporter une tension collecteur-émetteur de 20 V au moins, de présenter un gain en courant de 100 environ et d'admettre un courant de collecteur jusqu'à 300 mA. C'est le cas des transistors tels que 2N2218, BC301, BC119, BC120, 2N2219A, BSW54, BFY51, etc.

Le transistor unijonction $T_5$ est un 2N2160, mais peut être aussi un 2N3480/81/83/84 ou un 2N2646. Le triac $T_6$ sera choisi en fonction de la

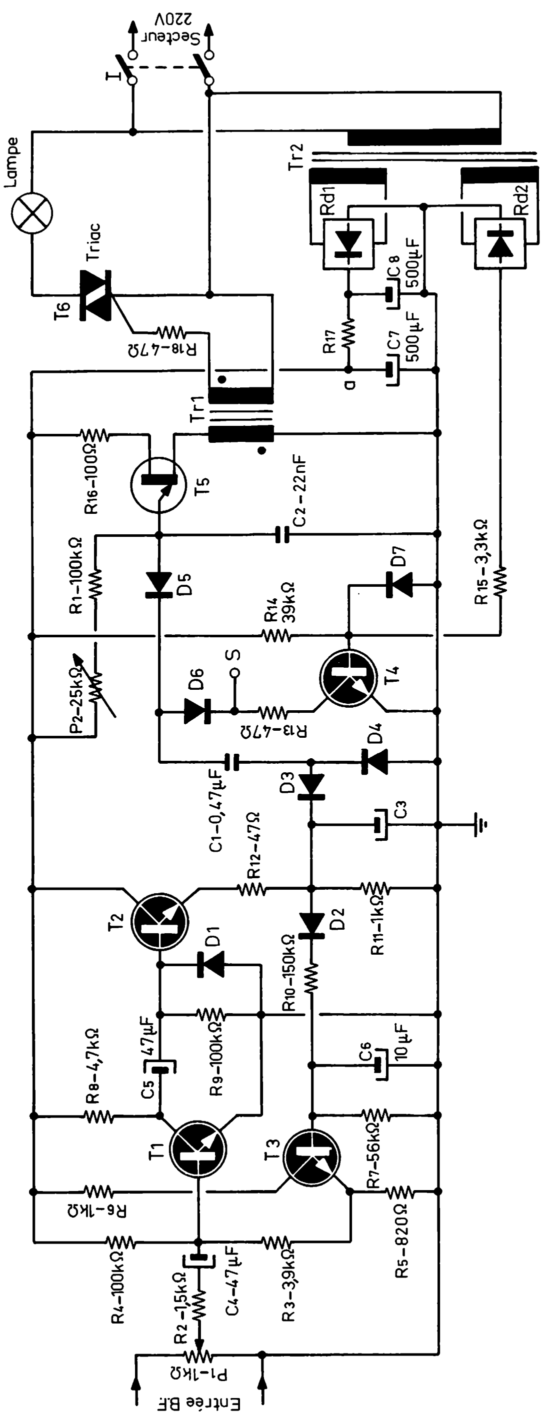



**Fig. 5-16. — Schéma de l'orgue correspondant à un seul canal, mais ne comportant pas l'amplificateur sélectif.**

puissance de la lampe commandée : ESM22-400 *(Sescosem)* jusqu'à 2,5 A; BTW37-600 *(RTC)* jusqu'à 15 A; BT138-500 *(RTC)* jusqu'à 10 A, etc.

A la place d'un triac on peut, bien entendu, utiliser un thyristor, mais on ne doit pas oublier qu'un thyristor ne conduit que pendant la moitié d'une période et que la lampe commandée, par rapport à ce qu'elle reçoit avec un triac, se trouve « sous-alimentée », de sorte que, si l'on veut obtenir le même éclairement, il est nécessaire de prévoir une lampe de puissance supérieure.

Le montage de la figure 5-16 s'intègre dans un ensemble d'orgue lumineux en tenant compte des points suivants :

1. Le transistor de « synchronisation » $T_4$, les résistances qui lui sont associés ($R_{13}$, $R_{14}$ et $R_{15}$), la diode $D_7$ et l'ensemble d'alimentation (transformateur $Tr_2$, redresseurs $Rd_1$ et $Rd_2$ et le filtre $C_7$-$R_{17}$-$C_8$) assurent le fonctionnement de tout le système quel que soit le nombre de canaux;
2. Les étages $T_1$, $T_2$ ,$T_3$ et $T_5$, ainsi que, bien entendu, le transformateur $Tr_1$ et le triac sont à répéter, sans aucune modification, autant de fois qu'il y a de canaux;
3. Chaque section telle que celle de la figure 5-16 est attaquée par un amplificateur sélectif dont il est question plus loin, la synchronisation de chaque canal se faisant par la liaison entre la diode $D_6$ correspondante et le point S de la figure 5-16.

L'amplificateur sélectif de la figure 5-17 comprend deux sections. La première (transistors $T_1$, $T_2$ et $T_3$) n'est utile que si le signal BF est prélevé à la sortie d'un détecteur ou à l'entrée d'un amplificateur, c'est-à-dire sur une impédance relativement élevée, solution qui peut être indiquée si on ne veut pas que la commande de puissance sonore du récepteur ou de l'amplificateur agisse sur le fonctionnement des lampes.

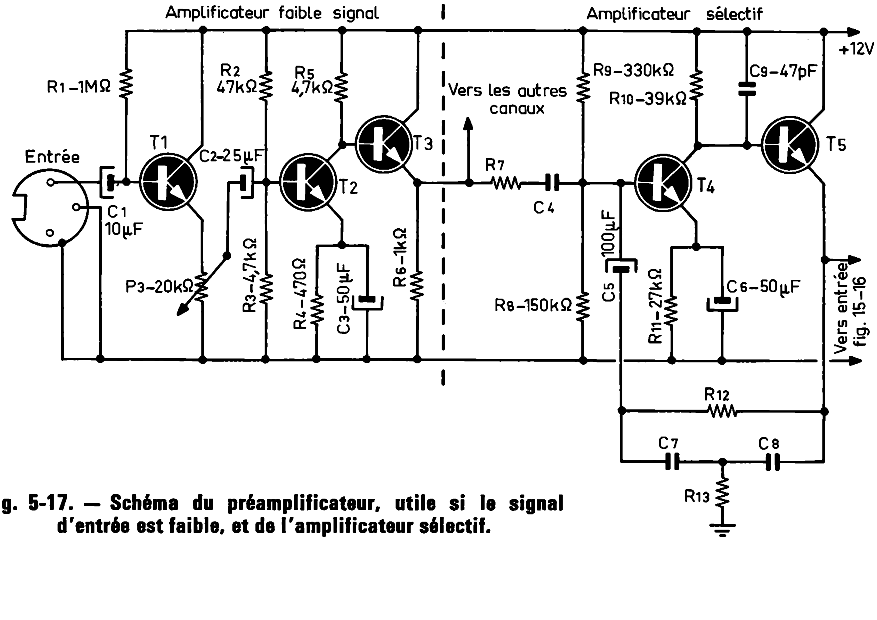



**Fig. 5-17. — Schéma du préamplificateur, utile si le signal d'entrée est faible, et de l'amplificateur sélectif.**

Si le signal BF est prélevé sur la bobine mobile, les trois étages ci-dessus sont supprimés et on doit prévoir autant d'étages $T_4$-$T_5$ qu'il y a de canaux. Le découpage de la gamme BF en trois bandes se fait uniquement par le choix de la valeur adéquate des éléments $R_7$, $R_{12}$, $R_{13}$, $C_4$, $C_7$ et $C_8$, valeur indiquée dans le tableau ci-dessous :

| Composant | Graves | Médium | Aiguës |
|---|---|---|---|
| $R_7$ | 150 kΩ | 15 kΩ | 15 kΩ |
| $C_4$ | 2,2 nF | 2,2 nF | 220 pF |
| $R_{12}$ | 820 kΩ | 82 kΩ | 82 kΩ |
| $C_7$-$C_8$ | 22 nF | 22 nF | 2,2 nF |
| $R_{13}$ | 8,2' kΩ | 820 kΩ | 820 kΩ |

En ce qui concerne les transistors de la figure 5-17, ils sont tous du même type et peuvent être choisis parmi les modèles suivants : BC107, BC108, BC109, BC147, BC148, BC237, BC238, BC407, BC408, BC547, BC548, etc.

Pour finir, quelques mots sur l'antiparasitage des dispositifs à thyristors ou triacs, dont le fonctionnement peut engendrer des parasites dans la gamme de fréquences allant de quelques dizaines de kilohertz à quelques mégahertz, c'est-à-dire empiétant largement sur certaines bandes de radiodiffusion.

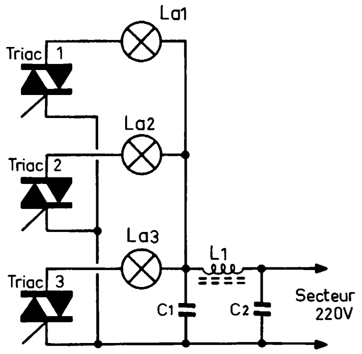



**Fig. 5-18. — Adjonction d'un filtre antiparasites pour un ensemble de trois triacs ou thyristors.**

Le schéma de la figure 5-18 montre la structure d'un filtre antiparasites pour un ensemble de trois triacs (ou thyristors). Les fusibles nécessaires entre chaque triac et la lampe correspondante n'ont pas été représentés. La bobine $L_1$ doit être de 100 à 200 μH. Pratiquement, on peut la réaliser sur un bâtonnet de ferrite (antennes pour récepteurs à transistors), de 100 à 120 mm de longueur, sur lequel on enroule, en une seule couche et à spires jointives, 30 à 40 spires de fil isolé plastique, de diamètre suffisant (au moins 1,5 à 1,7 mm), car la totalité du courant des trois lampes y passe.

Les condensateurs $C_1$ et $C_2$ sont de 0,1 μF, prévus pour une tension de service de 400 à 600 V.

Signalons qu'il existe dans le commerce des transformateurs spéciaux pour le déclenchement des thyristors ou des triacs par un transistor unijonction. De forme cylindrique (14 à 22 mm de diamètre et 15 à 20 mm de hauteur) ils peuvent être soudés directement sur une plaquette de montage et présentent un isolement de 2 000 à 2 500 V entre le primaire et le secondaire *(Schaffner*, importé par *SCAIB)*.

## Une installation de lumière psychédélique

Ce dispositif, dont le schéma est représenté dans la figure 5-19, permet d'allumer au rythme de la musique quatre groupes de lampes dont l'éclat dépend, de plus, de la fréquence du signal d'attaque. Les lampes rouges s'allument au maximum aux fréquences basses (inférieures à 200 Hz); les jaunes, aux fréquences du médium (200 Hz à 3 000 Hz à peu près); les vertes, aux fréquences élevées (supérieures à 2 000 Hz); les bleus, pendant l'extinction des jaunes.

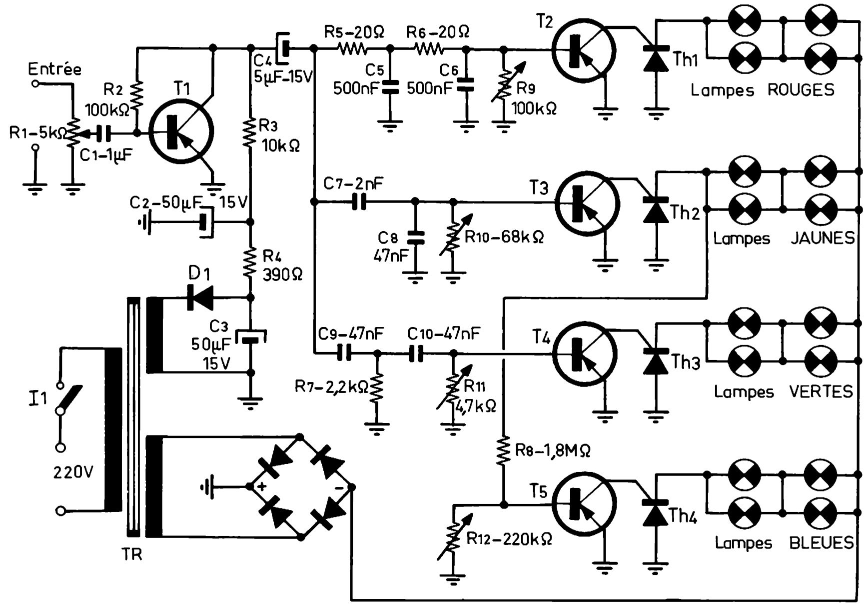



**Fig. 5-19. — Schéma complet de l'installation pour quatre lampes de couleurs différentes.**

L'entrée du système doit être connectée à la sortie de l'amplificateur BF ou du récepteur, par exemple aux bornes de la bobine mobile du haut-parleur. Le potentiomètre $R_1$ permet de doser le niveau du signal appliqué.

Un étage amplificateur commun (transistor $T_1$) attaque ensuite, à travers des filtres R-C appropriés, les bases des transistors correspondant aux canaux rouge, jaune et vert. Le filtre $R_5$-$C_5R_6$-$C_6$, à l'entrée du tran-

sistor $T_2$, atténue fortement toutes les fréquences supérieures à 200 Hz, la résistance ajustable $R_9$ permettant de régler le seuil d'allumage des lampes rouges.

D'une façon analogue, les filtres qui précèdent les transistors $T_3$ et $T_4$ éliminent, respectivement, les fréquences inférieures à 200 Hz et supérieures à 3 000 Hz, d'une part, et inférieures à 2 000 Hz, d'autre part. Pour chaque canal, une résistance ajustable sert à régler le seuil d'allumage : $R_{10}$ pour les lampes jaunes; $R_{11}$ pour les lampes vertes.

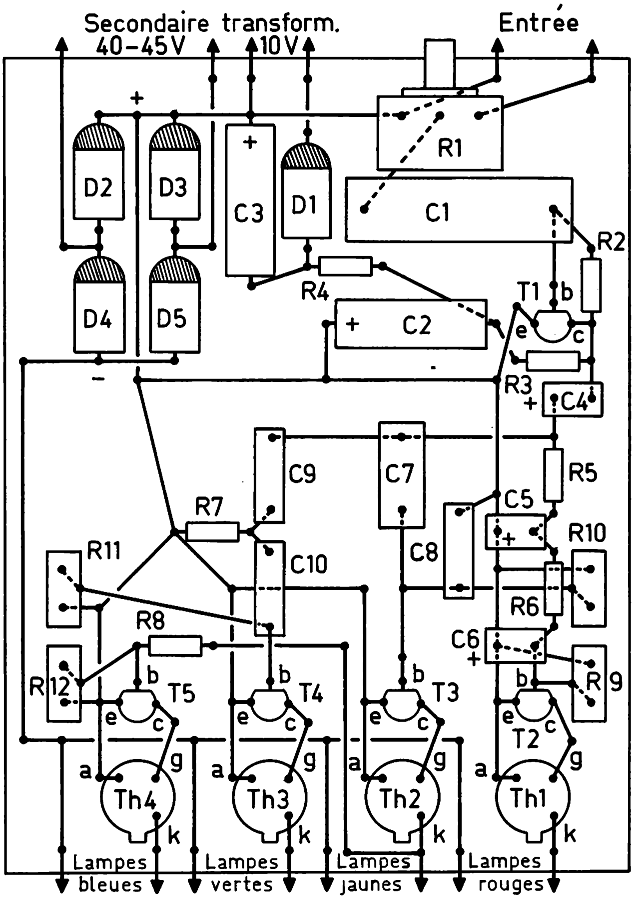



**Fig. 5-20. — Réalisation pratique de l'ensemble de la figure 5-19, sauf le transformateur d'alimentation et les lampes.**

Lorsqu'un signal atteint la base de l'un des transistors, ce dernier devient conducteur et son courant de collecteur provoque l'amorçage du thyristor correspondant, ce qui entraîne l'allumage des lampes qui en dépendent.

La base du transistor commandant les lampes bleues reçoit son signal à partir de la cathode du thyristor des lampes jaunes. Autrement dit, le transistor $T_5$ ne devient conducteur qu'au moment où le thyristor $Th_2$ est bloqué et les lampes jaunes éteintes.

Tous les transistors sont du même type, des *p-n-p* germanium tels que AC123, AC126, AC138, AC156, AC171 ou AC182 ou des silicium de la série BC126, BC283, BC221, BC158, etc.

Quant aux thyristors, on choisira un modèle admettant un courant de l'ordre de 0,8 à 1 A, supportant une tension inverse de quelque 100 V et se déclenchant avec un courant de 10 mA environ sur la gâchette, par exemple 1N1596 ou 2N2324 *(Sescosem)*, ou encore T0,8N1A00 *(ITT)*.

Le transformateur d'alimentation comporte deux secondaires. Le premier fournit 10 V redressés par la diode $D_1$ (BY126 ou analogue). Le second doit être prévu pour 40 V si on utilise des lampes de 20 V-125 mA, ou pour 45 V si on adopte des 24 V-100 mA. Le pont redresseur peut être un BY179 ou un BY164 *(RTC)*.

La figure 5-20 représente l'implantation possible des différents éléments sur une platine de montage « pastillée » au pas de 2,54 mm. Toutes les résistances sont de 0,25 W. Le potentiomètre $R_1$ peut être fixé soit sur la platine, soit sur l'une des parois du boîtier, en fonction de l'assemblage. Les résistances ajustables $R_9$, $R_{10}$, $R_{11}$et $R_{12}$ sont des PAM10 *(RTC)*.

Les thyristors utilisés ne demandent aucun radiateur, tout au plus une « étoile ». En effet, chacun d'eux ne commute que 250 mA tout au plus.

## Un clignotant à cinq lampes 220 V

### FONCTIONNEMENT

Un tel dispositif, où les cinq lampes s'allument l'une après l'autre, le cycle se répétant indéfiniment tant que l'ensemble est alimenté, peut trouver de très nombreuses applications aussi bien dans les enseignes lumineuses ou effets lumineux de toute sorte que dans les installations de signalisation les plus diverses.

La figure 5-21 représente le schéma d'ensemble de ce « clignotant qui comprend, en dehors de l'alimentation, cinq thyristors commandant chacun une lampe et déclenchés, chacun, par un ensemble de deux transistors : un « driver » ($T_6$ à $T_{10}$) et un transistor faisant partie d'un multivibrateur assez spécial ($T_1$ à $T_5$). Un thyristor s'amorce lorsque la base de son « driver » reçoit une tension positive de 8 à 10 V, c'est-à-dire lorsque le transistor correspondant du multivibrateur est bloqué.

Ce multivibrateur à cinq étages est souvent appelé multivibrateur en anneau et, pour bien comprendre son fonctionnement, nous allons partir du schéma classique d'un multivibrateur astable à deux transistors

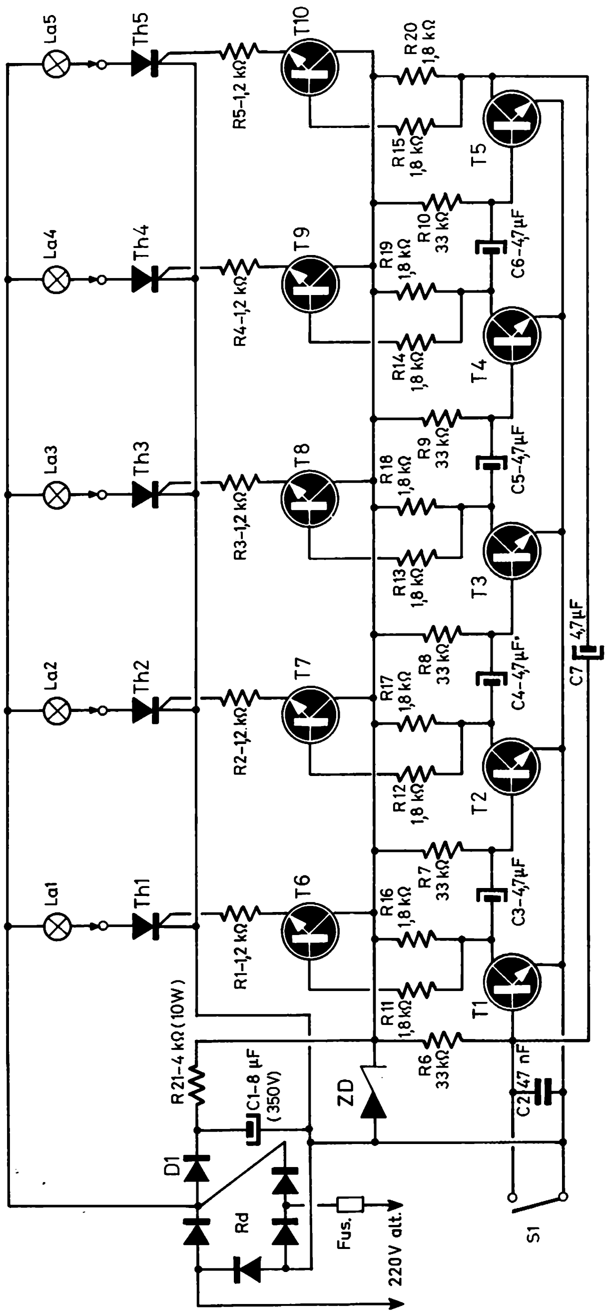



Fig. 5-21. — Schéma général du clignotant à cinq lampes.

(fig. 5-22 *a*), qui n'est autre chose qu'un amplificateur à deux étages et à liaison RC, dont la sortie (collecteur de $T_2$) est couplée à l'entrée (base de $T_1$) par une capacité. Dans un oscillateur de ce type, les deux transistors changent d'état spontanément et continuellement, l'un entraînant l'autre, en quelque sorte, pour passer de l'état bloqué à l'état saturé et inversement.

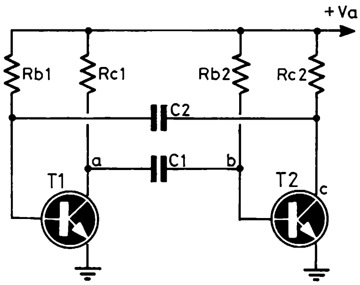
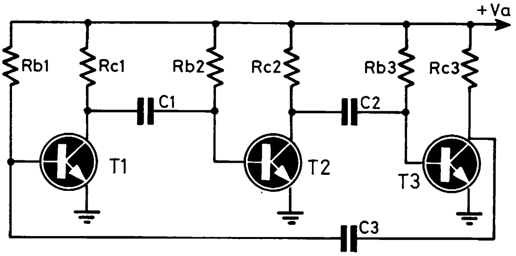



**Fig. 5-22 *a*. — Schéma d'un multivibrateur astable classique à deux transistors.**

**Fig. 5-22 *b*. — En ajoutant un transistor et en couplant la sortie à l'entrée, on obtient un multivibrateur à trois transistors.**




Nous n'avons pas à développer ici l'explication du fonctionnement d'un multivibrateur astable tel que celui de la figure 5-22 *a*, mais rappelons simplement que la succession des phénomènes conduisant au blocage d'un transistor, au passage en saturation de l'autre, puis à la saturation du premier et au blocage du second, est essentiellement déterminée, en ce qui concerne la fréquence de répétition, par la constante de temps des circuits $C_1$-$R_{b2}$ et $C_2$-$R_{b1}$, généralement de même valeur pour les deux.

Il est également important de ne pas oublier que la tension de collecteur d'un transistor bloqué est pratiquement égale à celle d'alimentation $V_a$ et que celle d'un transistor saturé peut être considérée comme nulle (ou du moins égale à celle d'émetteur).

On voit donc que si on couple le collecteur d'un transistor du multivibrateur à la base d'un transistor quelconque, ce dernier sera rendu alternativement conducteur ou bloqué à la fréquence de fonctionnement du multivibrateur. C'est le principe de commutation du dispositif de la figure 5-21.

Rien ne nous empêche d'ajouter un étage au schéma de base de la figure 5-22 *a*, ce qui aboutit à celui de la figure 5-22 *b*, la sortie (collecteur de $T_3$) étant couplée à l'entrée (base de $T_1$) par $C_3$. Le fonctionnement de ce multivibrateur « triple » se déroule de la même façon que celui de la figure 5-22 *a*. Le transistor $T_1$ bloqué, par exemple, fait passer en satu-

ration $T_2$, ce qui bloque $T_3$, mais amène $T_1$ en saturation, ce qui bloque $T_2$ etc., etc. Il y a donc, simultanément, deux transistors bloqués et un saturé, ou deux saturés et un bloqué. En toute rigueur, deux transistors ne se trouvent pas dans le même état simultanément, mais avec un certain « décalage » dû aux constantes de temps. Pratiquement, cela n'a aucune importance étant donné la vitesse de commutation.

Si l'on passe maintenant au schéma de la figure 5-21, on voit que le multivibrateur à cinq étages, $T_1$ à $T_5$, dérive directement de celui de la figure 5-22 *b* et que les transistors qui le composent prennent alternativement les états suivants : $T_1$, $T_3$, $T_5$ bloqués et $T_2$, $T_4$ saturés; puis $T_1$, $T_3$, $T_5$ saturés et $T_2$, $T_4$ bloqués. Chaque fois qu'un de ces transistors est bloqué, la tension à son collecteur devient pratiquement égale à celle d'alimentation (ici + 12 V) et la base du driver correspondant ($T_6$, etc.) reçoit une polarisation telle que ce transistor passe immédiatement en saturation et que son courant d'émetteur, appliqué à la gâchette du thyristor commandé, provoque l'amorçage de ce dernier, donc l'allumage de la lampe qui lui est connectée.

Aussitôt que le transistor couplé au driver passe en saturation, ce dernier revient à l'état bloqué, la gâchette du thyristor ne reçoit plus aucun courant et le thyristor se désamorce dès le passage par zéro du courant redressé pulsé (non filtré) qui l'alimente.

Pour rendre plus sûr le démarrage du multivibrateur, il peut être intéressant d'introduire une certaine dissymétrie dans un étage, ce qui s'obtient ici par le condensateur $C_2$, dont la charge, à travers $R_6$, applique une impulsion en lancée positive sur la base de $T_1$, au moment de la mise sous tension, et fait passer ce transistor en saturation. L'interrupteur $S_1$ permet d'arrêter le fonctionnement du système.

L'alimentation de l'ensemble peut se faire, en principe, directement sur le secteur alternatif 220 V à travers un redresseur en pont Rd. Cependant, nous déconseillons formellement cette solution, car l'un des pôles du secteur se trouverait alors pratiquement réuni à la masse de l'appareil, avec tous les inconvénients et dangers que cela peut présenter.

Il est donc absolument nécessaire de prévoir un transformateur, dont les caractéristiques dépendent évidemment de la puissance des lampes commandées et qui doit être calculé en partant du courant consommé par trois lampes en régime permanent, en tenant compte du fait que les cinq lampes ne sont jamais allumées en même temps. En d'autres termes, si on emploie des lampes de 100 W, il faut un transformateur d'un peu plus de 300 W, pour tenir compte de la consommation totale, des pertes, etc. Approximativement, cela correspond à un noyau dont la section est de l'ordre de 18 cm$^2$, ce qui suppose un transformateur lourd, encombrant et coûteux.

Il peut être donc intéressant de chercher à réduire la consommation de l'ensemble, ce qui n'est guère possible qu'en utilisant des lampes moins « gourmandes » : 50 à 75 W au lieu de 100. Rien n'empêche aussi de prévoir un transformateur à secondaire de 110-120 V, ou même beaucoup moins, avec des lampes prévues pour la même tension. Il faut alors diminuer en conséquence la valeur de $R_{21}$ de façon à avoir aux bornes de la diode Zener ZD une tension de l'ordre de 12 V.

## MONTAGE

La figure 5-23 représente (en grandeur réelle) une implantation possible de tous les éléments, sauf le redresseur Rd et, éventuellement, le transformateur, sur une platine « pastillée » au pas de 2,54 mm. Tous les transistors, du même type, sont en boîtiers TO-92, mais il est évident que le câblage ne change pas si on adopte des transistors de caractéristiques équivalentes, mais en boîtiers différents : SOT-25, TO-106 ou TO-18. Tout au plus, devra-t-on rechercher la meilleure orientation de chaque semi-conducteur, de façon à aboutir à des connexions courtes.

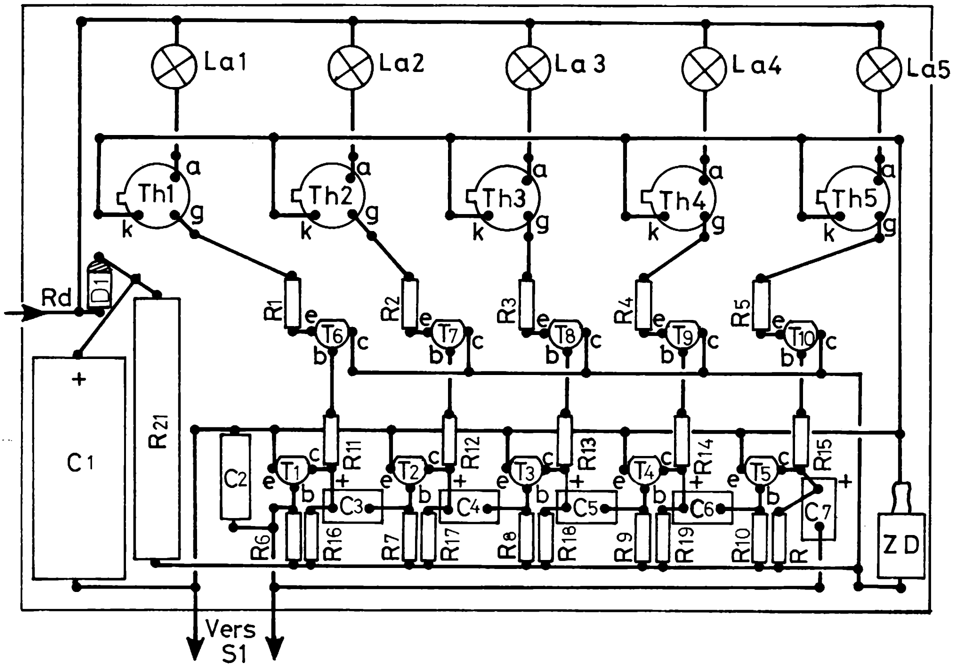



**Fig. 5-23. — Réalisation pratique, sur une plaquette pastillée, du schéma de la figure 5-21.**

Les thyristors représentés sont en boîtiers TO-5, mais, encore une fois, le câblage ne change pas si on emploie des thyristors en boîtiers TO-39. Le point délicat est l'écartement à observer entre les thyristors, pour pouvoir les munir, au besoin, d'un radiateur en étoile (diamètre 20 mm), mesure nécessaire si la puissance des lampes commandées atteint et dépasse 100 W par lampe (sous 220 V).

A ce propos, il faut noter que si, pour telle ou telle raison, on utilise des lampes de tension plus faible (110 V ou moins), le choix des thyristors doit être fait en tenant compte du courant consommé, qui peut devenir très important si on utilise, par exemple, des lampes « auto » de 12 V.

## MATÉRIEL

Toutes les résistances sont de 0,25 W, sauf $R_{21}$, qui est une bobinée de 10 W.

Les condensateurs $C_3$ à $C_7$ sont de la série 122 *(RTC)*, prévus pour une tension de service de 16 V. Ils ont l'avantage d'être très peu encombrants. $C_2$ est de la série C280 (tension service 250 V).

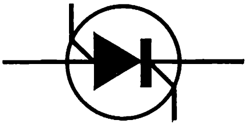
L'électrochimique $C_1$, de 8 µF ou plus, doit avoir sa tension de service prévue en fonction de la tension existant à la sortie de la diode $D_1$.

La diode $D_1$ est d'un type quelconque, prévue pour un courant de 300 mA à 1 A : BYX10 ou BY126 *(RTC)*, SFR152 ou SFR252 *(Sescosem)*, 1N1487, 1N2072, etc.

La diode Zener ZD est une 1,1 à 1,5 W, à choisir parmi les types suivants : ZD12 *(ITT)*, BZX61-C12 ou BZX87-C12 *(RTC)*, 1N4742, BZX85-C12 *(Sescosem)*, etc.

Tous les transistors, nous l'avons dit, sont du même type : BC109 ou analogues, c'est-à-dire BC173, BC149, BC409, BC549, BC209, BC239, etc.

Les thyristors doivent être prévus pour une tension inverse de crête 400 V (si on fonctionne sous 220 V) et un courant permanent de 0,8 A. On peut les choisir parmi les types suivants : T0,8N4AOO (*ITT*, boîtier TO-5), 2N2329 ou 2N1599 (*Sescosem*, boîtier TO-39).



Chapitre 6

# 14 circuits de temporisation

dix relais temporisés

deux temporisateurs

un relais à temporisation jusqu'à 300 secondes

un relais temporisé sur piles

Les thyristors permettent de résoudre, souvent plus simplement qu'avec des transistors, des problèmes de relais dits temporisés, c'est-à-dire à enclenchement ou coupure retardés, le retard pouvant être fixé une fois pour toutes ou ajusté à volonté, souvent dans de très larges limites. Il est à peine nécessaire de rappeler les applications innombrables des relais temporisés : minuteries et tous les dispositifs similaires; temps d'éclairage contrôlé pour les opérations photographiques; mise retardée en état de veille des systèmes de sécurité et d'alarme, etc.

## Un relais temporisé très simple à deux thyristors

### FONCTIONNEMENT

Dans ce relais (fig. 6-1), la temporisation est définie par la constante de temps $(R_2 + R_3)\,C_1$ et le rapport de la tension sur la diode Zener $D_2$ à la tension d'alimentation.

La précision de la temporisation recherchée dépend, en dehors de la valeur des éléments constitutifs de la constante de temps, de la dispersion des caractéristiques de la diode Zener, qui est généralement de $\pm$ 5 %.

Le fonctionnement de ce relais est très simple. Dès que l'interrupteur $S_1$ est fermé, le condensateur $C_1$ commence à se charger à travers $R_2$ et $R_3$. Aussitôt que la tension sur $C_1$ atteint et dépasse la somme des tensions de seuil de la diode $D_2$ et d'amorçage du thyristor $Th_2$, $C_1$ se décharge partiellement et entraîne le déclenchement de $Th_1$ et de $Th_2$, ce qui fait basculer le relais RL en position de travail.

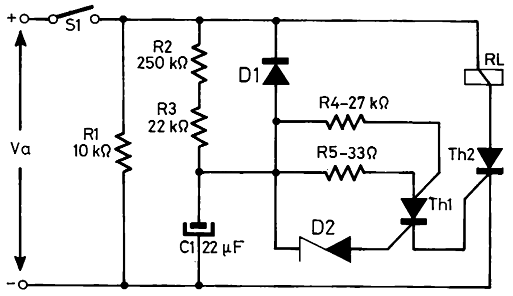



**Fig. 6-1. — Schéma d'un relais temporisé à deux thyristors.**

La temporisation est fonction, comme il a été dit, de la constante de temps ($R_2$ + $R_3$) $C_1$, mais aussi du rapport entre la tension sur $C_1$ provoquant l'amorçage du thyristor $Th_2$ et la tension d'alimentation. En gros, si cette dernière représente le double de la tension d'amorçage, la temporisation réelle s'obtient en multipliant la constante de temps par 0,65 environ.

La diode $D_1$ et la résistance $R_1$ permettent la décharge complète de $C_1$ après l'ouverture de $S_1$ et dans l'attente d'une nouvelle mise en service. La valeur de $R_1$ doit être choisie suffisamment élevée de façon que le courant à travers $D_1$ ne puisse pas dépasser la valeur maximale admise pour cette diode. Mais, d'autre part, une valeur trop élevée de $R_1$ retarde la décharge complète de $C_1$, c'est-à-dire allonge le temps nécessaire pour que le relais revienne à son état de « repos ». Ce temps $t$ peut être estimé, approximativement (en secondes), par la relation $t = 4C_1R_1$, avec $C_1$ en farad et $R_1$ en ohms. On peut se rendre compte, avec les valeurs du schéma, que $t$ est de l'ordre de 1 seconde. Autrement dit, après l'ouverture de l'interrupteur $S_1$ et le retour du relais au repos, il faut attendre environ 1 seconde avant de recommencer l'opération retardée.

Le retard lui-même peut être ajusté par la résistance variable $R_2$ dans les limites approximatives de 4 s ($R_2$ au maximum de sa valeur) à 0,3 s ($R_2$ au minimum). Cette temporisation peut être allongée en augmentant la valeur de $C_1$, mais le temps de « retour au repos » s'allonge alors proportionnellement.

## MATÉRIEL

Le relais de la figure 6-1 est prévu pour fonctionner sur une source de tension continue de 60 V et, de ce fait, le condensateur $C_1$ doit être prévu pour une tension de service de 63 V au moins.

La diode $D_1$ peut être une BAY61, 1N4151, BA187, BAW76, BAX85, etc.

La diode Zener $D_2$ est une 400 mW dont la tension de stabilisation nominale est de 20 V. A choisir parmi les types suivants : ZF20, ZP20, BZX79-C20, BZX55-C20, etc.

Le thyristor tétrode $Th_1$ est du type BRY20 *(Siemens)* ou BRY39 *(RTC)*.

Enfin, le thyristor $Th_2$ doit être choisi en fonction du courant que demande le relais RL, en règle général nettement inférieur à 1 A. On peut

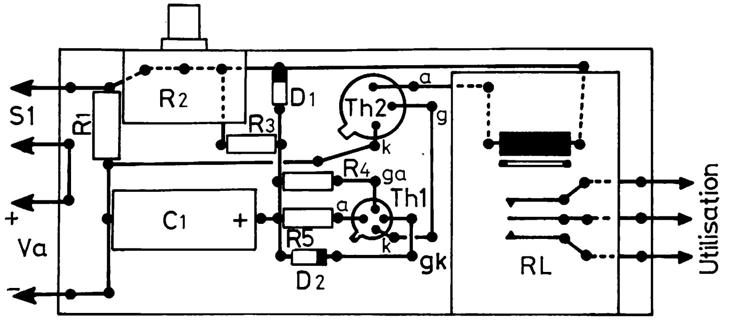



**Fig. 6-2. — Implantation des composants sur la platine de montage du schéma de la figure 6-1.**

choisir parmi les types suivants : T0,8N2AOO *(ITT)*, 2N2325 ou 2N1597 *(Sescosem)*, etc.

Le relais sera prévu pour une tension de 60 V et une résistance propre de 100 à 300 Ω.

La résistance $R_1$ sera de 0,5 W, toutes les autres pouvant être de 0,25 W.

La figure 6-2 donne une idée sur la disposition des composants sur une plaquette « pastillée » au pas de 2,54 mm. Bien entendu, une autre disposition peut être adoptée, en fonction du relais utilisé et des thyristors choisis.

## Relais à un seul thyristor (tétrode)

### FONCTIONNEMENT

Son schéma est celui de la figure 6-3 et, comme on le voit, il est alimenté à partir d'une tension alternative de 25 V environ redressée par un pont de quatre diodes (Rd). La tension de 25 V est fournie par le secondaire d'un petit transformateur de puissance nominale de 1,2 à 1,5 VA.

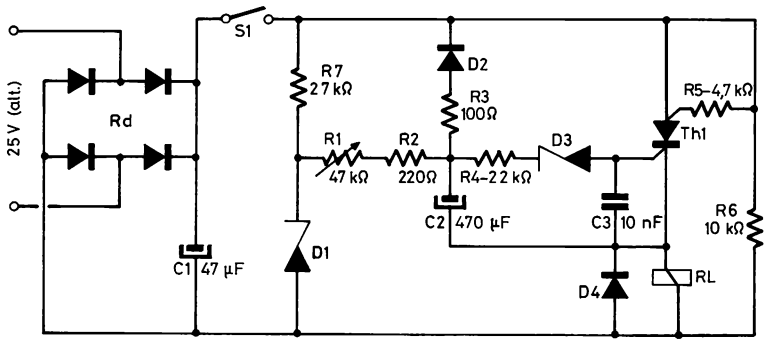



**Fig. 6-3. — Schéma d'un relais n'utilisant qu'un seul thyristor tétrode.**

Dans ce montage, le thyristor tétrode agit directement sur le relais RL et le circuit déterminant la temporisation comprend les éléments $R_1$, $R_2$ et $C_2$. La tension aux bornes du circuit de temps, c'est-à-dire $R_1$-$R_2$-$C_2$, est stabilisée par la diode Zener $D_1$ et la résistance $R_7$, ce qui élimine pratiquement l'influence des variations de la tension d'alimentation sur la durée de la temporisation.

Comme dans le montage précédent, la temporisation « démarre » dès la fermeture de $S_1$, le condensateur $C_2$ se chargeant à travers $R_1$, $R_2$ et l'enroulement du relais RL. Dès que la tension sur $C_2$ atteint et dépasse celle de claquage de la diode Zener $D_3$, $C_2$ se décharge partiellement à travers $R_4$, $D_3$ et l'espace gâchette-cathode du thyristor, qui s'amorce et fait coller le relais. La décharge de $C_2$ se poursuit à travers $R_3$, la diode $D_2$ et le circuit anode-cathode du thyristor.

Pour faire revenir l'ensemble à l'état initial, au repos, il suffit de couper $S_1$. Si, au moment de cette coupure, la décharge de $C_2$ n'est pas complète, elle continue à travers $R_3$, $D_2$ et $R_6$.

Il peut être intéressant de pouvoir recalculer la valeur des différents éléments lorsqu'il s'agit, par exemple, d'une tension d'alimentation différente, le thyristor $Th_1$ étant toujours du type BRY20 ou BRY39, exigeant, pour l'amorçage, un courant de gâchette de cathode $I_{gk}$ de 50 à 150 µA et une tension correspondante, $V_{gk}$, de quelque 0,8 V. On désignera par $V_a$ la tension d'alimentatin stabilisée, c'est-à-dire celle qui apparaît sur la diode Zener $D_1$.

*Choix de la diode Zener $D_3$.* — Si on désigne par $V_c$ la tension de commutation, c'est-à-dire celle qui, atteinte sur $C_2$, provoque le basculement du relais, et par $V_z$ la tension de claquage de la diode $D_3$, on a les relations suivantes :

$$V_c = 0{,}63\ V_a = V_z + V_{gk}$$

et, par conséquent,

$$V_z = V_c - V_{gk}$$

On choisira la diode dont la tension de claquage nominale (ou tension de stabilisation) se rapproche le plus de la valeur trouvée. Une diode de la série 400 ou 500 mW suffit largement.

*Résistance $R_1$.* — Sa valeur maximale doit assurer un courant d'amorçage $I_{gk}$ suffisant, compte tenu de la tension en jeu, c'est-à-dire $V_a - V_c$. Donc

$$R_{1max} = \frac{V_a - V_c}{I_{gk}}$$

Le choix du courant $I_{gk}$ n'est pas critique et se situe, pour les thyristors indiqués, entre 50 et 150 µA à peu près. Si on adopte une valeur de $I_{gk}$ dans le haut de cette plage on aboutit à une valeur de $R_1$ plus faible, bien entendu, ce qui oblige, pour une certaine gamme de temporisation, de choisir pour $C_2$ une valeur plus élevée.

*Résistance $R_2$.* — Le courant dans le circuit $R_1$-$R_2$ doit être limité pour ne pas dépasser la valeur maximale admissible, $I_z$, pour la diode $D_3$ et aussi, dans une moindre mesure, pour l'espace gâchette-cathode du

thyristor qui, en règle générale, « tolère » nettement plus. On se base donc sur la valeur de $I_z$ et celle, *minimale*, de $R_2$ est

$$R_{2min} = \frac{V_a - V_c}{I_z}$$

*Résistance $R_3$*. — Elle doit limiter le courant dans le circuit de décharge rapide, c'est-à-dire à travers $D_2$ et le thyristor $Th_1$ en état de conduction. Si $I_d$ est le courant maximal admissible pour la diode et $I_{th}$ celui pour le thyristor, la valeur de $R_3$ doit être *supérieure* à la plus grande des valeurs tirées des relations

$$R_3 = V_c/I_d \quad \text{et} \quad R_3 = V_c/I_{th}.$$

La valeur de $I_d$ dépend de la diode utilisée, tandis que celle de $I_{th}$ est de l'ordre de 250 mA pour les thyristors tels que BRY20 et BRY39.

## MATÉRIEL ET RÉALISATION

Les deux condensateurs électrochimiques sont prévus pour une tension de service de 25-30 V, au moins.

La diode Zener $D_1$ est une BZY83-C20, BZX79-C20, ZP20, ZF20, etc. La diode $D_3$ est de la même série, mais prévue pour $V_z = 12$ V : BZY85-C12, BZX79-C12, ZP12, ZF12, BZY88-C12, BZX46-C12, etc.

Les deux diodes, $D_2$ et $D_4$, sont du même type, à choisir parmi les modèles tels que BAY44, BAX16, BAY32, BA189, BA176, etc.

Le relais RL doit avoir une résistance de 800 à 1 000 Ω.

Le redresseur en pont Rd peut être un B40-C600 *(ITT)* ou BA179 *(RTC)*.

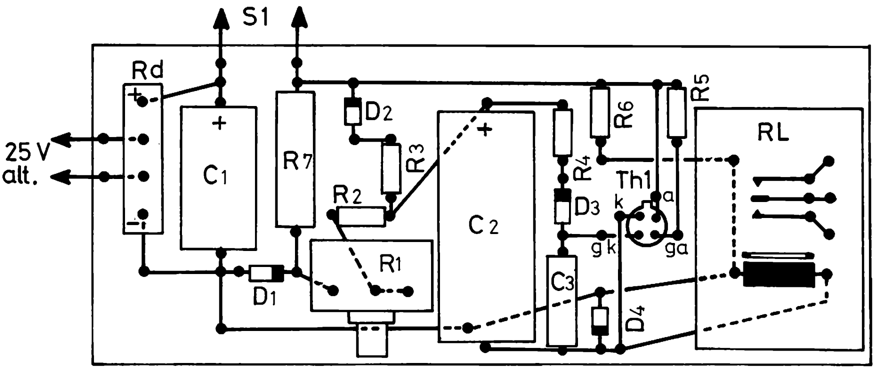



**Fig. 6-4. — Réalisation pratique, sur une plaquette pastillée, du schéma de la figure 6-3.**

Toutes les résistances peuvent être de 0,25 W, sauf $R_7$ qui sera de 1 W.

La figure 6-4 représente la disposition possible des composants sur une plaquette pastillée au pas de 2,54 mm.

## Deux variantes de relais à thyristor tétrode

Les deux relais décrits précédemment peuvent être modifiés pour répondre, éventuellement, à certains besoins particuliers.

Le premier, celui de la figure 6-5, se distingue des montages décrits par le fait que le courant de charge du condensateur ne circule pas dans le relais RL. De ce fait, la décharge du condensateur $C_1$ ne peut commencer qu'après l'ouverture de l'interrupteur $S_1$, et elle se fait à travers $D_1$ et $R_3$.

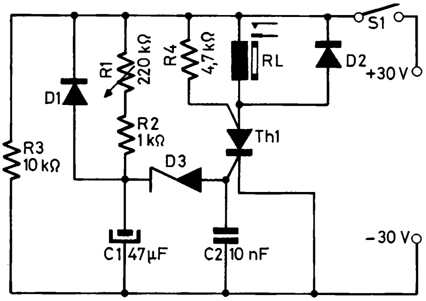



**Fig. 6-5. — Dans cette variante du montage précédent, le courant de charge du condensateur ne circule pas à travers le relais.**

Le temps de répétition, c'est-à-dire la pause que l'on doit prévoir entre deux fermetures successives de $S_1$, est égale, en gros, à trois ou quatre fois la constante de temps $C_1$-$R_3$. Pratiquement, cela n'a aucune importance, car il s'agit, avec les valeurs du schéma, d'une durée inférieure à 1 s.

Le schéma de la figure 6-5 est prévu, en principe, pour une tension d'alimentation de 30 V. Les relations indiquées plus haut pour calculer les valeurs minimale et maximale du circuit de temporisation ($R_1$ et $R_2$) restent valables et il en est de même pour la diode Zener $D_3$.

Si la tension d'alimentation est de 30 V, la résistance du relais RL doit être de 1 500 à 1 700 Ω. Elle sera proportionnellement inférieure si la tension d'alimentation est plus faible : 25 ou 20 V. Le thyristor $Th_1$ est un BRY20 *(Siemens)* ou BRY39 *(RTC)*, et les diodes $D_1$ et $D_2$ sont à choisir parmi les types tels que BAY44, BAX16, BAY32, BA189, etc.

Pour le montage de la figure 6-5, la diode Zener $D_3$ est une BZY83-C18, BZX79-C18, etc.

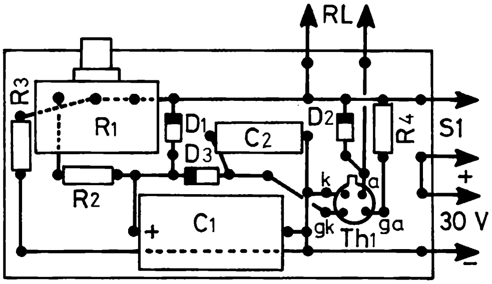



**Fig. 6-6. — L'ensemble du montage de la figure 6-5 peut être réalisé sur une plaquette aux dimensions plus que réduites (sans relais).**

La figure 6-6 montre la disposition possible des composants sur une plaquette pastillée, où nous n'avons pas jugé utile de représenter le relais RL, pour lequel on s'inspirera des figures 6-2 et 6-4.

Le montage de la figure 6-7 a ceci de particulier que le relais RL s'y trouve inséré dans le circuit de la gâchette d'anode *ga*. De plus, un système de trois interrupteurs permet les possibilités suivantes :

Par $S_3$ on peut court-circuiter l'espace anode-cathode du thyristor et, par conséquent, le désamorcer. Le courant dans le relais est ainsi coupé sans que l'alimentation le soit;

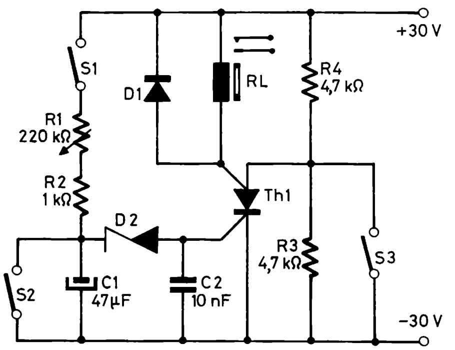



**Fig. 6-7. — Dans cette variante du montage de la figure 6-4, l'enroulement du relais est inséré dans le circuit de gâchette.**

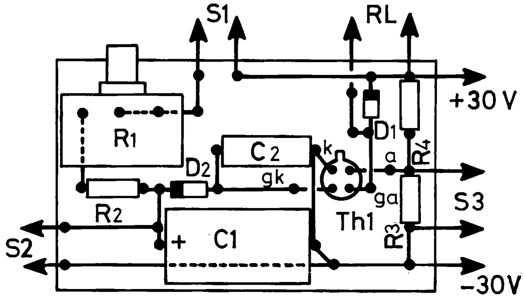



**Fig. 6-8. — La réalisation pratique de ce montage sur une plaquette pastillée (sauf le relais).**

L'interrupteur $S_1$ est utilisé pour la mise en marche (charge de $C_1$) et il est évidemment nécessaire que $S_2$ et $S_3$ demeurent ouverts.

L'interrupteur $S_2$ sert à décharger le condensateur $C_1$, le temps de décharge étant de l'ordre de 15 ms, c'est-à-dire, pratiquement plus court que celui nécessaire pour appuyer sur $S_2$ et le relâcher. La présence de $S_2$ permet de supprimer la diode $D_1$ de la figure 6-5. Pour tout le reste, les deux montages des figures 6-5 et 6-7 sont identiques.

Pour la figure 6-7, la diode $D_1$ est du même type que $D_1$ et $D_2$ de la figure 6-5 et la diode Zener $D_2$ est du même type que la $D_3$.

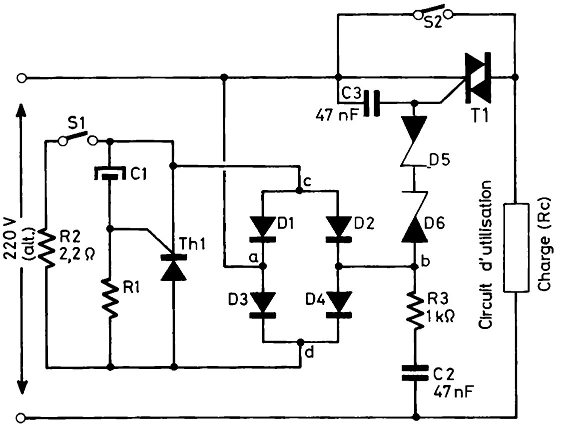
## Relais temporisés sur alternatif

### PRINCIPE

La tendance actuelle consiste, dans la mesure du possible, à remplacer un relais électromagnétique par un relais purement électronique, qui peut être un transistor ou, de préférence, un thyristor ou un triac. En d'autres

termes, au lieu de confier à un relais électromagnétique le soin de couper ou de rétablir un circuit alimenté directement par le secteur, on fait appel à un triac, dont la conduction ou le blocage sont commandés par des dispositifs qui peuvent être très simples. On évite ainsi les inconvénients et les ennuis dus à la qualité des contacts, à leur usure, etc.

**Fig. 6-9. — Un schéma simple d'un relais temporisé fonctionnant directement sur le secteur alternatif 220 V.**




Rappelons, en quelques mots, qu'un triac peut être assimilé à deux thyristors connectés « tête-bêche » en parallèle et déclenchés par une seule gâchette. Autrement dit, un triac se déclenche aussi bien par des impulsions (ou tensions) positives que négatives et, intercalé dans un circuit de courant alternatif, il laisse passer les deux alternances, contrairement à ce qui se passe avec un thyristor, qui est « unidirectionnel », en quelque sorte.

Le schéma le plus simple d'un relais temporisé fonctionnant directement sur le secteur alternatif 220 V est représenté dans la figure 6-9. La partie « permanente » de ce dispositif est constituée par le triac $T_1$, la charge $R_c$ (qui peut être une lampe ou un appareil quelconque), le circuit de la gâchette comprenant les diodes Zener $D_5$ et $D_6$, la résistance $R_3$ et le condensateur $C_2$, et, enfin, le pont redresseur $D_1$-$D_2$-$D_3$-$D_4$. Le reste du schéma, c'est-à-dire tout ce qui se trouve en dehors des points *c* et *d*, représente le circuit de commande, chargé de rendre le triac $T_1$ conducteur pendant un temps plus ou moins long. Ce circuit de commande peut avoir des structures très différentes dont nous analyserons quelques variantes plus loin.

Mais nous allons voir, auparavant, comment les choses se passent dans le cas le plus simple, celui de la figure 6-9. Dans le circuit de gâchette du triac on trouve deux diodes Zener, $D_5$ et $D_6$ connectées « tête-bêche », et l'amorçage du triac n'est possible que si la tension aux bornes de l'ensemble $D_5$-$D_6$ atteint ou dépasse la tension de claquage des diodes choisies. Dans ces conditions, on trouve entre les points *a* et *b* une tension rectangulaire, ou plus exactement trapézoïdale, dont l'amplitude est égale à la tension $V_z$ des diodes Zener.

Cette tension, pratiquement rectangulaire, est redressée par le pont $D_1$-$D_4$ et la tension continue ondulée qui en résulte (entre les points *c* et *d*)

charge le condensateur $C_1$ à travers $R_1$. Lorsque la tension sur $C_1$, après un certain temps *t*, atteint la valeur nécessaire pour l'amorçage du thyristor $Th_1$, ce dernier devient conducteur et court-circuite les points *c* et *d*. De ce fait, les points *a* et *b* se trouvent pratiquement en court-circuit aussi, les diodes Zener $D_5$ et $D_6$ sont bloquées et le triac $T_1$ aussi. Le courant dans la charge $R_c$ est donc coupé.

Si on ferme alors le contact $S_1$, le condensateur $C_1$ se décharge à travers $R_2$, le thyristor $Th_1$ se désamorce et le triac $T_1$ redevient conducteur. L'interrupteur $S_2$ permet, si on le désire, de court-circuiter le triac, c'est-à-dire d'éliminer l'action du circuit de commutation que $S_1$ soit fermé ou ouvert.

La temporisation dépend, comme dans tous les dispositifs décrits précédemment, de la constante de temps $R_1$-$C_1$, mais aussi de la tension obtenue entre *c* et *d* et de celle, sur $C_1$, à partir de laquelle le thyristor $Th_1$ s'amorce. Donc, pour obtenir des temporisations longues, il est nécessaire de donner à $C_1$ et à $R_1$ des valeurs élevées, en tenant compte, cependant, de certaines limites.

En ce qui concerne $C_1$, et étant donné que la tension sur ce condensateur reste inférieure à 1 V, on peut aller jusqu'à 1 000 μF, d'autant plus facilement que la technologie actuelle offre des condensateurs (au tantale, en particulier) dont l'encombrement réduit et les pertes sont très faibles.

Pour la résistance $R_1$ la valeur limite supérieure se situe vers 75-100 MΩ, mais le plus souvent on se contente de valeurs ne dépassant pas 10 MΩ.

Nous allons voir maintenant trois variantes du circuit de commande, à transistors, à un ou à deux thyristors.

## COMMANDE PAR TRANSISTORS

C'est le schéma de la figure 6-10, utilisant deux transistors tels que BC547 pour $T_1$ et BC557 pour $T_2$. Avec ce montage, les diodes Zener $D_5$ et $D_6$ (fig. 6-9) ont une tension de claquage nominale de 9,1 V, c'est-à-dire à choisir parmi les types tels que BZY88-C9V1, BZX79-C9V1, ZF9,1, etc.

Étant donné la valeur relativement faible du rapport tension de déclenchement/tension de charge (environ 0,12), la temporisation obtenue s'exprime, en secondes, par la relation

$$t = 0{,}06\ R_1 \cdot C_1$$

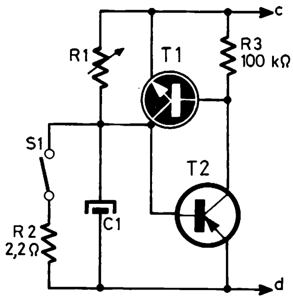



**Fig. 6-10. — La commande du triac de la figure 6-9 peut être assurée par deux transistors.**

Cela correspond, pour fixer les idées, à $t = 130$ s environ pour $R_1 = 4{,}7$ MΩ et $C_1 = 470$ μF.

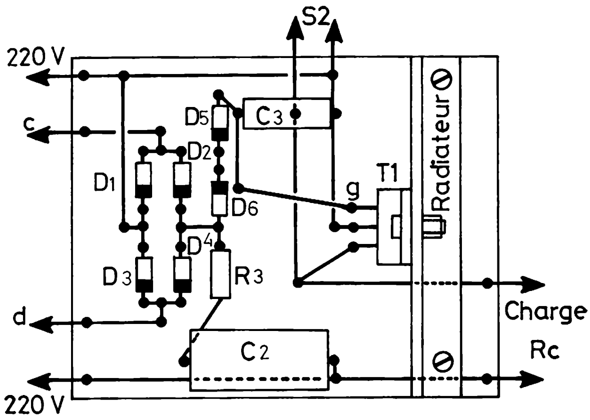
Ceux qui ont l'habitude des « structures » électroniques reconnaîtront immédiatement dans l'association des transistors $T_1$-$T_2$ de la figure 6-10 le montage d'un thyristor tétrode tel que BRY39 ou BRY20, la cathode étant l'émetteur de $T_1$, l'anode — l'émetteur de $T_2$, la gâchette d'anode — le collecteur de $T_1$ et la gâchette de cathode — le collecteur de $T_2$. Il est donc parfaitement possible de remplacer les deux transistors par l'un des thyristors indiqués (et aussi le BRY66, *ITT*). Cependant, la relation permettant de calculer la constante de temps peut se trouver légèrement modifiée, dans le sens de l'accroissement du coefficient 0,06 qui pourrait atteindre 0,08 à 0,09.

## MATÉRIEL ET MONTAGE

Le schéma de base, c'est-à-dire la partie triac et redresseur de la figure 6-9, est valable pour le montage de la figure 6-10 et pour les deux autres. C'est pour cette raison que nous représentons son « plan de câblage » une fois pour toutes (fig. 6-11), prévu pour la réalisation sur une plaquette pastillée au pas de 2,54 mm. Voici quelques indications sur le matériel à utiliser :

— $C_2$ : Condensateur prévu pour une tension de service de 630 V (par exemple, série 341, *RTC*);

**Fig. 6-11. — Réalisation pratique de la section commutation de la figure 6-9.**




— $C_3$ : Rien de particulier. Tension de service 100 à 250 V;

— $T_1$ : Triac à choisir en fonction du courant demandé par la charge $R_c$. Le dessin représente les dimensions et la fixation du triac BT138 *(RTC)*, qui admet un courant maximal de 8 à 10 A, à condition d'être fixé sur un radiateur de surface suffisante;

— $D_1$-$D_2$-$D_3$-$D_4$ : Diodes du type 1N4148, 1N4444, 1N914, etc.;

— $D_5$-$D_6$ : Diodes Zener 400 mW, prévues pour une tension de claquage nominale de 9,1 V s'il s'agit du montage de la figure 6-10, ou 15 V pour les deux autres : BZY88-C15, BZX79-C15, ZF15, etc.

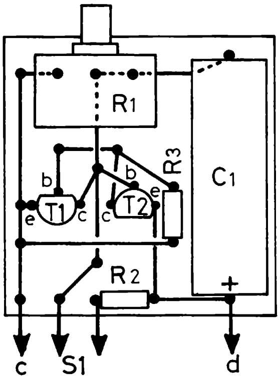



**Fig. 6-12. — Montage et câblage du dispositif de commande par deux transistors de la figure 6-10.**

Quant au circuit de commande de la figure 6-10, sa réalisation pratique est représentée dans la figure 6-12. Les sorties *c* et *d* sont à réunir aux points correspondants de la figure 6-11.

## COMMANDE PAR THYRISTOR

Le schéma de la figure 6-13 représente un circuit de commande utilisant un thyristor $Th_1$ de faible puissance. Suivant la sensibilité de ce dernier, on peut obtenir, avec ce dispositif, des temporisations pouvant atteindre plusieurs heures. La tension utilisée pour charger le condensa-

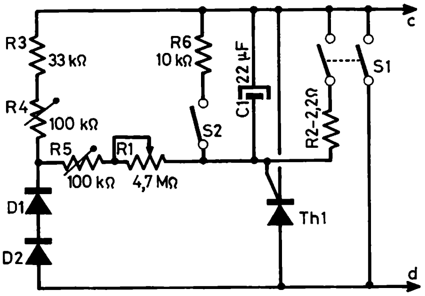



**Fig. 6-13. — La commande du triac de la figure 6-9 peut se faire à l'aide d'un thyristor.**

teur $C_1$ du circuit « constante de temps » est fournie par deux diodes, $D_1$ et $D_2$, connectées en série et dans le sens de la conduction, et représente environ 1 V. Cette solution réduit l'influence de la température ambiante sur la temporisation *t*, dont la valeur, en secondes, peut être calculée par la relation

$$t = 0{,}6\ R_1 \cdot C_1$$

Ainsi, avec les valeurs indiquées sur le schéma, la durée de *t* dépasse déjà 1 minute. En portant la valeur de $C_1$ à 220 µF et celle de $R_5$ à 4,7 MΩ on atteint facilement 20 minutes.

La résistance ajustable $R_4$ permet de fixer la durée maximale de la temporisation et $R_5$ sa durée minimale.

Le bouton poussoir $S_1$ est à double contact, de façon à faire coïncider l'instant du départ de la temporisation et celui de l'amorçage du triac. Tant que $S_1$ est fermé, le triac ne conduit pas et $C_1$ ne reçoit aucune charge, mais dès qu'on ouvre $S_1$, la charge de $C_1$ commence et, au même instant, le triac devient conducteur.

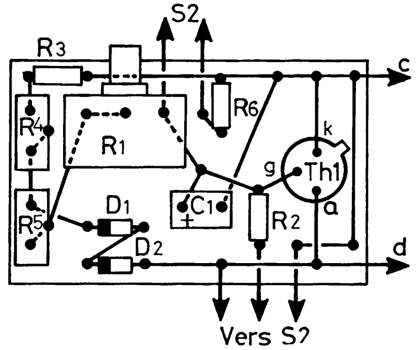



**Fig. 6-14. — Réalisation pratique, sur une plaquette pastillée, du montage de la figure 6-13.**

Quant à l'interrupteur $S_2$, il permet d'interrompre le processus à n'importe quel moment si on le juge nécessaire.

La figure 6-14 représente la disposition possible sur une plaquette pastillée au pas de 2,54 mm, à connecter aux points *c* et *d* de la figure 6-11.

Les diodes $D_1$ et $D_2$ sont des 1N4148, 1N4444, 1N914, BA168, BAW47, etc.

Le thyristor $Th_1$ peut être un T0,8N0,6A00 *(ITT)* ou analogue.

## COMMANDE PAR DEUX THYRISTORS

Cette solution (fig. 6-15) permet, à l'aide d'une seule touche $S_1$ (interrupteur-poussoir ouvert en position de repos), de déclencher la temporisation ou de l'interrompre à n'importe quel moment. Au repos, lorsque $S_1$ est ouvert, le thyristor $Th_1$ est conducteur et $Th_2$ bloqué. Il n'existe aucune charge sur $C_3$. La fermeture de $S_1$ provoque une impulsion négative sur l'anode de $Th_1$, ce qui bloque ce thyristor et fait apparaître la tension continue prévue entre les points *c* et *d*. Le condensateur $C_1$ commence à se charger, et lorsque la tension à ses bornes atteint et dépasse un certain seuil déterminé par la tension sur l'anode de $Th_2$ par le diviseur de tension

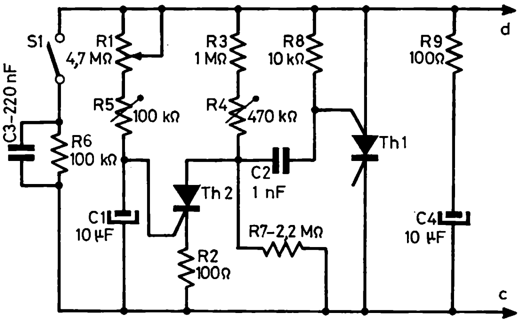



**Fig. 6-15. — La commande du triac de la figure 6-9 peut être assurée par deux thyristors.**

$R_3$-$R_4$-$R_7$, $Th_2$ devient conducteur et il en résulte une impulsion négative, transmise par $C_2$ à la gâchette d'anode du thyristor tétrode $Th_1$, qui devient de nouveau conducteur et court-circuite les points *c* et *d*, c'est-à-dire neutralise le triac.

La figure 6-16 montre la disposition possible des composants sur la plaquette pastillée. Les thyristors représentés sont, en quelque sorte, « anonymes » : anode, cathode, gâchette, mais l'adaptation, si on utilise un thyristor tétrode, ne présente aucune difficulté. En effet, en dehors d'un thyristor tétrode tel que BRY20, BRY39 ou BRY46, on peut envi-

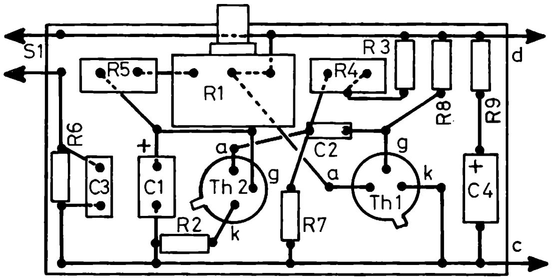



**Fig. 6-16. — Réalisation pratique, sur une plaquette pastillée, du montage de la figure 6-15.**

sager, en $Th_1$, un thyristor commandé par une gâchette d'anode tel que 2N6027 *(Motorola)*, avec cette restriction, cependant, qu'il ne doit pas être courant sur le marché, ou encore son équivalent, le BRY56 *(RTC)*, certainement plus facile à obtenir.

Si, en cours de temporisation, on appuie de nouveau sur le bouton $S_1$, l'impulsion négative qui en résulte demeure sans effet sur $Th_1$ qui est bloqué, mais provoque l'amorçage de $Th_2$, ce qui décharge $C_1$ instantanément à travers l'espace gâchette-cathode et la résistance $R_2$.

Dans ce montage, la temporisation *t* (en secondes) peut être calculée par la relation approchée

$$t = R_1 \cdot C_1$$

Autrement dit, c'est avec ce schéma que l'on peut obtenir, à égalité de valeurs de $C_1$ et de $R_1$, une temporisation la plus longue. En effet, on peut facilement se rendre compte qu'avec les valeurs du schéma ($R_1$ = 4,7 MΩ et $C_1$ = 10 μF) on atteint déjà 47 s environ. En portant la valeur de $C_1$ à 100 μF seulement, on arrive à $t$ = 8 mn environ.

Comme dans le montage précédent, les résistances ajustables $R_4$ et $R_5$ permettent de fixer la durée maximale (avec $R_4$) et minimale (avec $R_5$) de la temporisation *t*.

## VARIANTES

Les montages des figures 6-13 et 6-15 s'adaptent particulièrement bien à l'utilisation des thyristors tétrodes tels que BRY20, BRY39 et analogues, car ces semi-conducteurs sont, en règle générale, plus sensibles que les thyristors « classiques » tels que ceux de la série T0,8N *(ITT)*, par exemple, ce qui est précieux étant donné les tensions faibles mises en jeu.

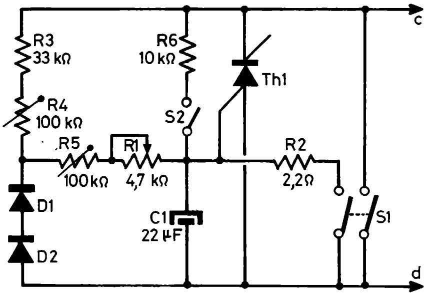



**Fig. 6-17. — Variante, à thyristor tétrode, du montage de la figure 6-13.**

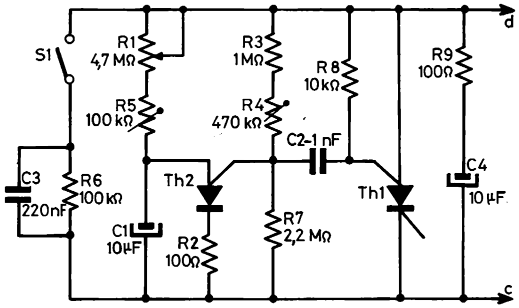



**Fig. 6-18. — Variante du montage de la figure 6-15.**

La figure 6-17 dérive directement du schéma de la figure 6-13 et, par conséquent, ne demande aucune explication supplémentaire. Le thyristor est rendu conducteur lorsque la tension sur $C_1$ atteint et dépasse le seuil de déclenchement.

Dans le schéma de la figure 6-18, le thyristor $Th_2$ est du type tétrode et la particularité de son fonctionnement consiste à soumettre son anode à la charge croissante sur $C_1$, la gâchette d'anode étant à un certain potentiel fixe déterminé par le diviseur de tension $R_3$-$R_4$-$R_7$.

Quelques mots sur l'équivalence des différents thyristors tétrodes. Dans la série européenne on peut utiliser des BRY39, BRY20 ou BRY46 le plus souvent sans aucune retouche, ou BRY56 avec, peut-être quelques ajustages. Dans la série américaine, 2N6027 et 2N6028 sont, en principe, équivalents à BRY56, tandis que 2N5060, 2N5061 et 2N5062 peuvent être remplacés par BRY39, etc.

## Un relais temporisé 30 mn

### PARTICULARITÉS DU SCHÉMA

La plupart des relais temporisés de conception classique sont prévus pour des durées de l'ordre de 1 à 2 mn. Or, pour certaines opérations qu'il est inutile d'énumérer, on peut avoir besoin d'un temps de « travail » dépassant de loin plusieurs minutes. L'appareil décrit ici, bien que très simple, permet des temporisations pouvant aller jusqu'à 30 mn, et cela avec une précision de l'ordre de $\pm$ 10 % pour la gamme « longue » (16 à 30 mn) et de $\pm$ 5 % pour la gamme « courte » (2 à 16 mn).

Comme dans tous les montages de ce type, il y a tout d'abord le circuit de constante de temps, se composant d'un potentiomètre $R_2$ à cadran gradué directement en secondes, de deux résistances ajustables $R_1$ et $R_3$ et du condensateur $C_1$ (fig. 6-19).

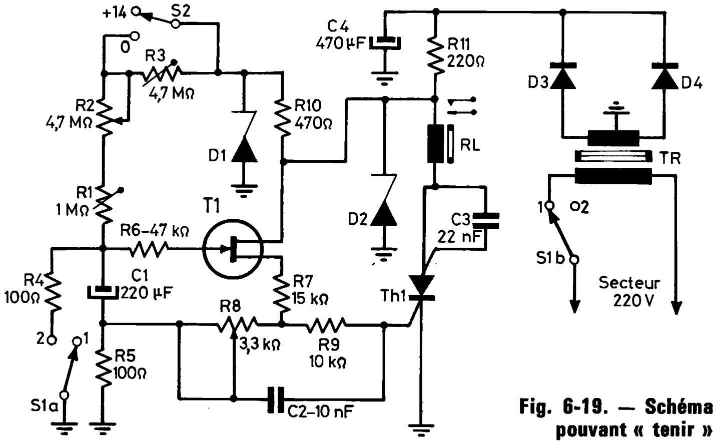



**Fig. 6-19. — Schéma du relais temporisé pouvant « tenir » jusqu'à 30 mn.**

La résistance $R_3$ peut être court-circuitée par l'interrupteur $S_2$. Lorsqu'elle l'est, seules les résistances $R_1$ et $R_2$ restent en circuit et la gamme des temporisations possibles s'étend de 2 à 16 s, la mise en place de ces limites se faisant par le réglage de $R_1$, une fois pour toutes. Si on ouvre $S_2$, la résistance $R_3$, en série avec $R_2$, permet d'ajouter, en quelque sorte, 14 mn à toute temporisation déterminée par la position de $R_2$. Autrement dit, si le cadran de $R_2$ se trouve alors sur 4 mn, la temporisation réelle est de 4 + 14 = 18 mn.

Cependant, pour obtenir cette concordance, il est nécessaire que la valeur de $R_3$ soit ajustée avec précision. C'est pour cette raison que la résistance $R_3$ se compose, en réalité, d'une ajustable de 2,2 MΩ ($R_3$ sur le plan de câblage de la figure 6-20) avec, en série, une résistance fixe ($R_{3a}$) de 3,3 MΩ.

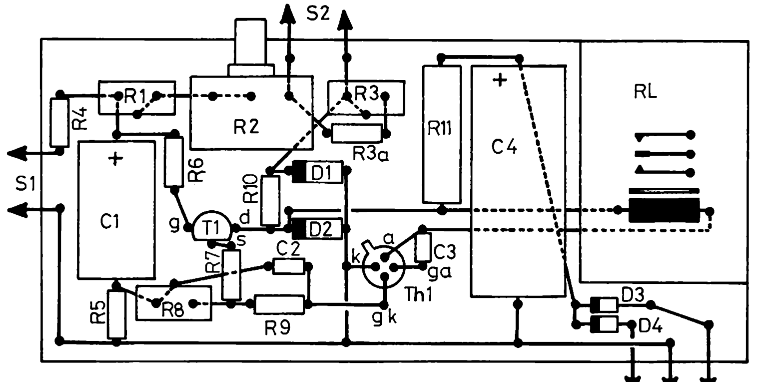



**Fig. 6-20. — Implantation des composants, y compris le relais, sur une plaquette pastillée.**

Dès la mise sous tension, le condensateur $C_1$ commence à se charger et la tension qui se forme progressivement à ses bornes est appliquée, à travers $R_6$ à la porte du transistor à effet de champ $T_1$, dont la résistance d'entrée est extrêmement élevée, de sorte que le courant traversant $R_6$ est pratiquement négligeable, de l'ordre de 1 nA, et sans influence sur le circuit de la constante de temps.

Il est, cependant, important, de choisir pour $C_1$ un modèle à courant de fuite aussi réduit que possible et il est recommandé d'y prévoir un condensateur au tantale.

La tension de source du transistor $T_1$ augmente au fur et à mesure que celle sur $C_1$ croît et apparaît sur le diviseur de tension $R_7$-$R_8$. La fraction de cette tension apparaissant sur $R_8$ est appliquée, à travers $R_9$, à la gâchette du thyristor tétrode $Th_1$ et dès qu'elle atteint le seuil d'amorçage de ce dernier (environ 0,5 V) le thyristor devient conducteur et fait basculer le relais.

L'alimentation représentée sur le schéma de la figure 6-19 utilise un transformateur à secondaire de 2 × 15 V, à prise médiane, et un redresseur à deux diodes ($D_3$-$D_4$). Rien n'empêche d'adopter un transformateur à secondaire simple de 15 V et un redresseur en pont.

La tension redressée, sommairement filtrée par $C_4$, est stabilisée à 15 V par la cellule $R_{11}$-$D_2$, pour alimenter aussi bien l'anode du thyristor que le circuit de drain du transistor.

Pour le circuit de charge du condensateur $C_1$, c'est-à-dire celui de la constante de temps, une deuxième cellule de stabilisation est prévue ($R_{10}$ -$D_1$), qui ramène la tension disponible à 10 V. Cette précaution est pratiquement indispensable pour réduire au minimum l'influence des variations de la tension d'alimentation sur la précision de la temporisation.

L'interrupteur $S_{1a}$ est, en principe, commandé en même temps que celui du primaire du transformateur d'alimentation, $S_{1b}$. Placé en position 1, il fait apparaître la tension d'alimentation et démarrer le processus de temporisation. En position 2, il coupe l'alimentation et décharge très rapidement le condensateur $C_1$ à travers $R_4$ et $R_5$. Il est possible, bien entendu, de concevoir la commande de $S_{1a}$-$S_{1b}$ par le relais RL, de façon que la coupure de l'alimentation et la décharge de $C_1$ interviennent à l'instant où le relais bascule. Tout dépend du dispositif auquel ce temporiseur est appelé à être associé.

Toujours est-il qu'au moment où $C_1$ se décharge, une impulsion négative apparaît sur $R_5$, se trouve transmise à la gâchette du thyristor par $C_2$ et provoque le désamorçage de ce dernier.

Le condensateur $C_3$ à pour but de réduire la sensibilité du thyristor aux transitoires pouvant provenir du secteur et dont l'amplitude peut être suffisante pour provoquer un amorçage intempestif de $Th_1$.

Comme nous l'avons indiqué plus haut, une temporisation variable entre 2 et 16 mn, et définie par la position de $R_8$, est obtenue lorsque l'interrupteur $S_2$ est fermé. Le réglage de $R_8$ détermine le seuil de tension sur $C_1$ à partir duquel le thyristor s'amorce. Le réglage de $R_8$ se fait pour obtenir une temporisation de 16 mn avec $S_2$ fermé et $R_2$ placé au maximum de sa résistance. Ensuite, on règle la temporisation de 2 mn à l'aide de l'ajustable $R_1$, avec $S_2$ toujours fermé et $R_2$ placé au minimum de sa résistance.

La précision des temporisations obtenues indiquée plus haut (± 5 % pour la gamme 2-16 mn et ± 10 % pour celle de 16 à 30 mn) est valable pour les températures ambiantes de 18 à 32 °C environ.

## RÉALISATION ET MATÉRIEL

Le montage de ce temporiseur, y compris le relais, mais non le transformateur d'alimentation, peut se faire suivant la disposition de la figure 6-20, sur une plaquette « pastillée » de quelque 95 × 42 mm, dimensions qui peuvent varier un peu en fonction de l'encombrement de certains composants adoptés, dont nous allons donner les principales caractéristiques.

Toutes les résistances fixes sont de 0,25 W, sauf $R_{11}$ qui est de 1 W. Il peut être prudent d'adopter 0,5 W pour $R_{10}$.

Le condensateur $C_1$ doit être, comme nous l'avons dit, de toute première qualité, au tantale et prévu pour une tension de service de 10 V. Ses dimensions peuvent être, en fonction de sa provenance, différentes de celles du dessin.

Le transistor à effet de champ $T_1$ est un BF245 A. Équivalences possibles : 2N5457, 2N5668, 2N5953.

Le thyristor $Th_1$ peut être un BRY39, BRY20, BRY46, 3N84, etc. Les diodes Zener $D_1$ et $D_2$ sont des 1,3-1,5 W : BZX61-C15, ZX15, ZL15,etc. pour $D_2$; BZX61-10, ZX10, ZL10, etc., pour $D_1$. Les diodes $D_3$ et $D_4$ sont à choisir parmi les modèles suivants : BAX17, 1N3754, BA147, BA155, BA189, BAW10, BAW21, etc.

Le relais RL est à choisir, de préférence, parmi les modèles miniatures de tel ou tel fabricant. Bobinage : 15 V-200 Ω à peu près.

Le potentiomètre $R_2$ est du type linéaire.

## MISE AU POINT

Pour le réglage de la gamme « basse » (2-16 mn), on commence par placer $R_1$ de façon que 2/3 à peu près de sa résistance soit en circuit et on règle $R_8$ pour avoir en circuit un peu moins de la moitié de sa résistance.

Régler ensuite $R_2$ au maximum de sa résistance, s'assurer que $R_3$ est court-circuitée ($S_2$ fermé) et mettre l'appareil sous tension, en notant l'instant précis du « départ » sur une montre ou une pendulette électrique suffisamment précise. La temporisation, dont la fin est annoncée par le basculement du relais, doit être de 16 mn. Si elle est trop faible (inférieure à 15 mn 10 s), on coupe le courant et retouche $R_8$ pour diminuer un peu la résistance en circuit. On recommence l'opération plusieurs fois, s'il le faut, jusqu'à ce que l'écart soit réduit à quelque ± 20 à 25 s par rapport à la valeur nominale de la temporisation.

On règle ensuite $R_2$ au minimum de sa résistance et on contrôle la temporisation obtenue qui doit être de 2 mn. Si elle est trop « courte », on retouche $R_1$ de façon à augmenter un peu sa résistance dans le circuit. Si elle est trop « longue », on fait le contraire. Lorsqu'on obtient une précision satisfaisante, on revient sur le point « haut » (16 mn) et on retouche $R_8$ si besoin est. Enfin, on vérifie encore une fois que le réglage de $R_1$ sur 2 mn est valable. Plusieurs retouches successives sont parfois nécessaires

aux deux extrémités avant de parvenir à une précision de $\pm$ 5 %. Bien entendu, après chaque opération on doit couper le courant pour assurer la décharge complète de $C_1$.

On procède après cela à la graduation du cadran de $R_2$, toujours à l'aide d'une montre, de façon à y noter les temporisations intermédiaires : 4, 6, 8, 10, 12 et 14 mn.

Le réglage de le gamme 16-30 mn se fait à l'aide de $R_3$, $S_2$ étant ouvert, sans toucher au réglage de $R_1$ et de $R_8$, bien entendu. On procède par retouches successives sur les points 16 mn (avec $R_2$ au minimum) et 30 mn ($R_2$ au maximum, de façon à obtenir le même écart (en pour cent) aux deux extrémités).

## Un temporiseur pour agrandisseur

### PERFORMANCES ET SCHÉMA

Le temporiseur décrit fait appel à un triac, ce qui évite l'utilisation d'un relais électromagnétique et des ennuis que peut occasionner à la longue l'usure de ses contacts.

La plage de temporisations couverte s'étend de 1 à 80 s et la précision est de l'ordre de $\pm$ 0,25 s sur 1 mn ce qui est remarquable.

Le schéma général de l'appareil est celui de la figure 6-21 où l'on voit à l'entrée un trigger de Schmitt à transistors *p-n-p* et *n-p-n* ($T_1$ — $T_2$). L'impédance d'entrée de $T_1$ est très élevée, dépassant 1 000 MΩ. Le transistor $T_3$ fonctionne en inverseur, permettant d'appliquer à la base de $T_4$ une impulsion en polarité correcte. Quant au triac $Tr_1$, ses caractéristiques dépendent de la puissance de la lampe utilisée dans l'agrandisseur et, d'une façon générale, du courant demandé par le circuit de charge, car il est évident que ce temporiseur peut être associé à n'importe quel appareil ou dispositif exigeant une mise en fonctionnement ou un arrêt après un laps de temps déterminé.

Le système d'alimentation fait appel à un transformateur (TR) 220 V/6 V, un condensateur de filtrage ($C_2$) et une cellule de stabilisation ($R_8$-$D_1$), qui réduit l'influence des fluctuations de la tension d'alimentation sur la précision de la temporisation et permet d'éviter l'emploi de condensateurs de filtrage encombrants.

Aucune valeur des composants de ce schéma n'est critique et seule la plage des temporisations peut glisser un peu vers le bas ou vers le haut en fonction de la tolérance des composants utilisés. En revanche, il est recommandé de ne pas lésiner sur le système de filtrage et de stabilisation, car une composante alternative excessive dans le circuit « plus » peut provoquer des amorçages intempestifs du triac, se traduisant par un clignotement de la lampe (s'il s'agit d'un agrandisseur) avant son extinction.

Le fonctionnement de l'ensemble se déroule de la façon suivante. L'interrupteur $I_1$ est un bouton-poussoir dont la position de repos est 1-3. En appuyant sur ce bouton on établit le contact 1-2, et aussitôt que l'on relâche la pression, l'interrupteur revient en position 1-3.

On commence donc par appuyer sur $I_1$, ce qui décharge $C_1$ à travers $R_1$. Dès que $I_1$ revient en position 1-3, le potentiel d'émetteur de $T_1$ tombe à

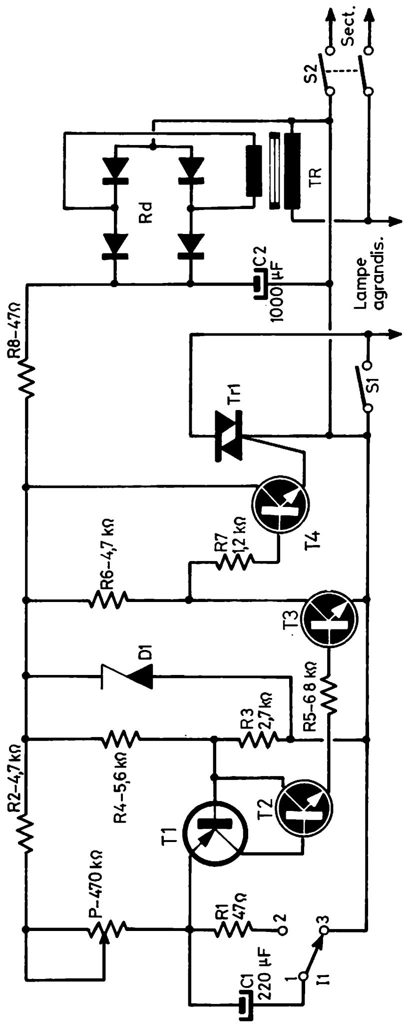



**Fig. 6-21. — Schéma complet d'un temporiseur pour agrandisseur, à commande de la lampe par triac.**

une valeur pratiquement nulle par rapport au « moins » et le trigger bascule entraînant, en particulier, le blocage de $T_2$ et, par voie de conséquence, celui de $T_3$, dont la tension de collecteur passe brusquement à une valeur presque égale à celle de la tension d'alimentation. Cette impulsion positive est transmise à la base de $T_4$ puis à la gâchette du triac, qui s'amorce et provoque l'allumage de la lampe.

Toute cette suite de phénomènes se produit, en réalité, instantanément, dès que $I_1$ se retrouve en position 1-3. Mais en même temps, $C_1$ commence à se charger à la vitesse déterminée par la position de P. Dès que la tension sur $C_1$ atteint et dépasse de 0,7 V celle de base de $T_1$ définie par le diviseur $R_3$-$R_4$, le trigger $T_1$-$T_2$ bascule, les deux transistors devenant conducteurs. Il en résulte que $T_3$ le devient aussi et que la tension à son

collecteur tombe brutalement, déterminant une impulsion négative qui, transmise par $T_4$ à la gâchette du triac, désamorce ce dernier dès le passage par zéro de la tension du secteur et provoque l'extinction de la lampe.

L'interrupteur $S_1$ permet, en court-circuitant le triac, d'allumer la lampe sans passer par la temporisation, ce qui peut être utile si on a besoin de procéder à son centrage.

## MATÉRIEL ET RÉALISATION

La figure 6-22 montre la disposition possible des composants sur la plaquette de montage, dont les dimensions (ici 88 × 60 mm environ) sont fonction de l'encombrement de certains éléments utilisés; condensateurs électrochimiques plus ou moins volumineux; redresseur en pont Rd et, surtout, le triac $Tr_1$ et son radiateur éventuel. Le transformateur d'alimentation n'est pas fixé sur la plaquette, mais sur l'une des parois du coffret métallique, dont la plaquette sera soigneusement isolée en ses points de fixation, à l'aide de colonnettes isolantes.

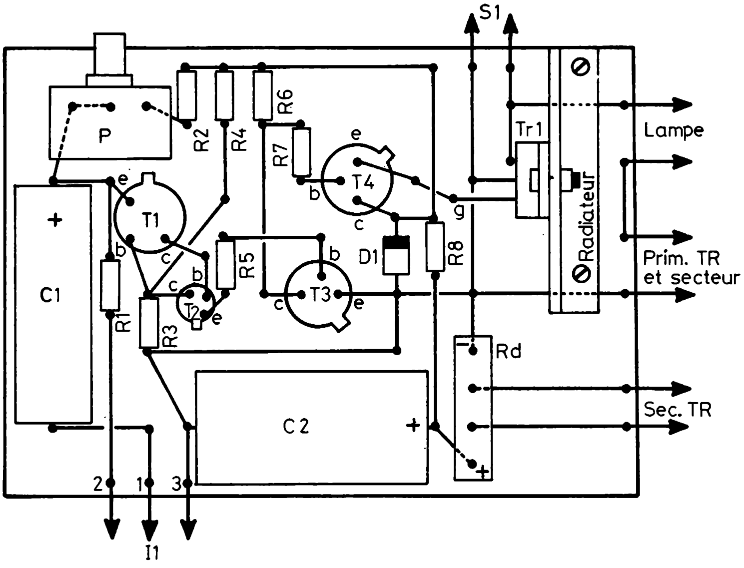



**Fig. 6-22. — Réalisation pratique du temporiseur de la figure 6-21 sur une plaquette « pastillée », sauf le transformateur.**

Il ne faut pas oublier, en effet, que l'un des pôles du secteur est réuni directement au « moins » de l'alimentation, ce qui, dans certaines circonstances, peut présenter un réel danger en cas de contact fortuit. C'est pourquoi, une précaution supplémentaire indispensable consiste à relier le coffret à la masse à l'aide d'une prise de courant à trois broches, comme cela se fait de plus en plus souvent.

En ce qui concerne le matériel, on tiendra compte des caractéristiques suivantes :

— Toutes les résistances sont du type 0,25 W, ± 10 % (ou moins);
— Le potentiomètre P est un « linéaire »;

— Les deux condensateurs électrochimiques sont prévus pour une tension de service de 12 V;

— Le transistor $T_1$ est à choisir parmi les types suivants : 2N329, BCY32, BCY95, 2S301. Il est à peu près certain qu'on peut utiliser également des transistors tels que BC126, BC328, BC327, etc.;

— Le transistor $T_2$ peut être un BC127, 2N930, BSY11, BFX93, etc.;

— Les transistors $T_3$ et $T_4$ sont du même type : 2N1613, 2N2433, BFY34, BSY10, BFY67 ou encore BC142, BC286, etc.;

Le triac $Tr_1$ doit être choisi en fonction du courant demandé par la charge. Celui dont les dimensions sont indiquées sur la figure 6-22 est du type BT138 *(RTC)*, admettant un courant maximal de 10 A (avec radiateur). Si ce courant est seulement de l'ordre de 1 A (cas d'une lampe de 200 W), un radiateur de quelque 10 cm² et parfaitement suffisant;

— La diode Zener $D_1$ est du type 1,5 W, prévue pour une tension de claquage nominale de 5,6 V, à choisir parmi les modèles tels que BZX87-C5V6, ZX5,6, ZL5,6, etc.;

— Le pont redresseur peut être un BY164 *(RTC)*, dont les dimensions sont indiquées sur la figure 6-22. On peut, bien entendu, le remplacer par un ensemble de quatre diodes telles que BY127, BY143, BY138, BY129, etc.;

— Le transformateur d'alimentation TR doit comporter un secondaire de 6 V, prévu pour une intensité de 100 à 200 mA.

## RÉGLAGE

Une fois le montage complètement achevé, dans le coffret métallique définitif, on vérifie les connexions vers $I_1$, $S_1$ et la lampe et on s'assure, à l'aide d'un ohmmètre, que l'isolement entre les fils du secteur et le coffret est sans défaut.

On connecte alors une lampe 220 V-100 W à la sortie « lampes » du temporiseur et on règle P au minimum de résistance dans le circuit. On enfonce le bouton-poussoir $I_1$ et on le maintient dans cette position pendant 1 ou 2 s. On le libère ensuite (ce qui coïncide avec le début du cycle de temporisation) et on doit voir la lampe s'allumer, puis s'éteindre après 1 seconde environ. Si la lampe reste allumée pendant plus longtemps, il faut réduire la valeur de $R_2$. Si la durée de son illumination est nettement plus courte, il faut augmenter la valeur de $R_2$. Pour cette raison, il peut être souhaitable de remplacer $R_2$ fixe par une résistance ajustable, qui prendra à peine un peu plus de place (p. ex. série PAM 10 de *RTC*).

On règle ensuite P à sa résistance maximale et on enclenche à nouveau $I_1$. La lampe doit rester allumée pendant 80 s environ.

Si on veut obtenir une plage de temporisations plus étroite, commençant à moins d'une seconde, par exemple, il suffit de réduire en conséquence la valeur de $C_1$.

La graduation du cadran de P se fera, dans tous les cas, à l'aide d'un chronomètre et on ne s'étonnera pas de voir que cette graduation n'est pas exactement linéaire, à cause de l'allure exponentielle de la charge de $C_1$.

## Temporiseur simple à usages multiples

Utilisant un transistor unijonction, il permet, avec un montage très simple comme le montre le schéma de la figure 6-23 *a*, d'obtenir des durées de temporisation pouvant atteindre plusieurs dizaines de minutes, avec une précision de l'ordre de 2 %.

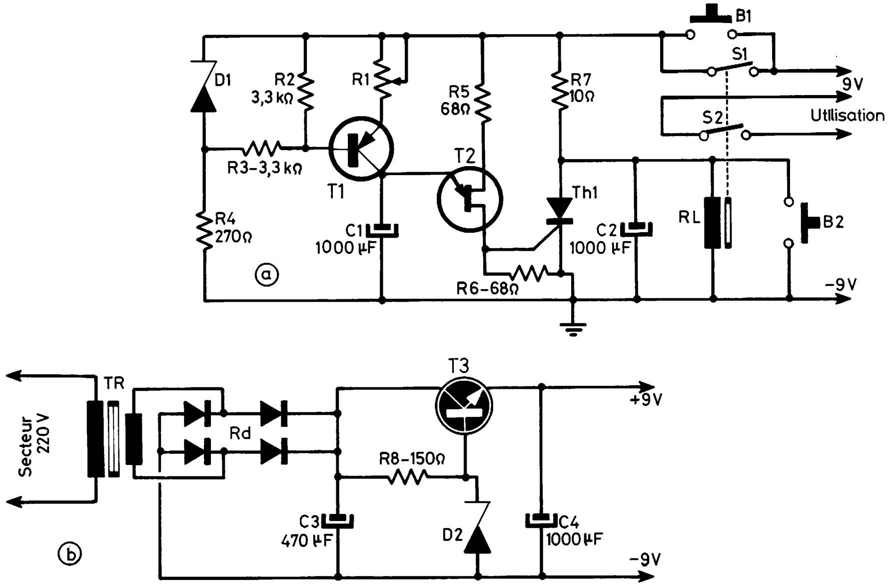



**Fig. 6-23. — Le schéma du temporiseur et son alimentation stabilisée.**

Le principe de l'appareil est très simple. Lorsqu'on appuie sur le bouton poussoir $B_1$, le relais RL colle et entraîne la mise sous tension de l'ensemble du montage. Le condensateur $C_1$ se charge alors à courant constant, grâce au transistor $T_1$, dont la base est maintenue à un potentiel fixe par la diode Zener $D_1$. Lorsque la tension aux bornes du condensateur atteint la tension de pic du transistor unijonction, ce dernier devient brusquement conducteur et décharge la capacité $C_1$. L'impulsion positive apparaissant aux bornes de la résistance $R_6$ amorce un thyristor de faible puissance qui court-circuite le bobinage du relais et entraîne la coupure de l'alimentation.

L'utilisation particulière des contacts du relais permet d'éviter l'utilisation d'un interrupteur supplémentaire de mise en marche. Si l'alimentation se fait sur piles, ces dernières ne sont ainsi utilisées que pendant la durée de la temporisation.

Le bouton-poussoir $B_2$, connecté en parallèle sur la bobine du relais, permet d'effectuer une « remise à zéro » manuelle si on le désire. Le fait de charger le condensateur $C_1$ à courant constant donne une caractéristique de charge linéaire, ce qui entraîne une excellente précision des durées de temporisation. De plus, le seuil de déclenchement du transistor unijonction est stabilisé en température par la résistance $R_5$.

Un calcul simple permet de déterminer la durée de la temporisation $t$ (en secondes), en fonction de la valeur de $C_1$ (en farad) et de $R_1$ (en ohms). On y fait intervenir également la tension de pic ($V_p$) du transistor unijonction utilisé et celle de claquage ($V_z$) de la diode Zener, les deux en volts. La relation permettant de calculer $t$ s'écrit.

$$t = \frac{C_1R_1 (1 + V_p)}{V_z - 1}$$

La valeur de $V_p$ est le plus souvent comprise entre 0,50 et 0,80 V, de sorte que la temporisation réellement obtenue représente, en gros, un tiers ou un peu plus de la constante de temps $C_1R_1$.

Le condensateur $C_2$ évite l'amorçage systématique du thyristor au moment de la mise en marche de l'appareil.

En principe, cet appareil a été prévu pour une alimentation par une pile de 9 V (ou deux piles de 4,5 V en série), auquel cas son schéma se réduit en tout et pour tout à celui de la figure 6-23 *a*. Cependant, dans le cas d'une utilisation fréquente, et surtout si les durées de temporisation sont importantes, il est préférable de prévoir une alimentation secteur grossièrement stabilisée, représentée dans la figure 6-23 *b* et qui n'occupe pas plus

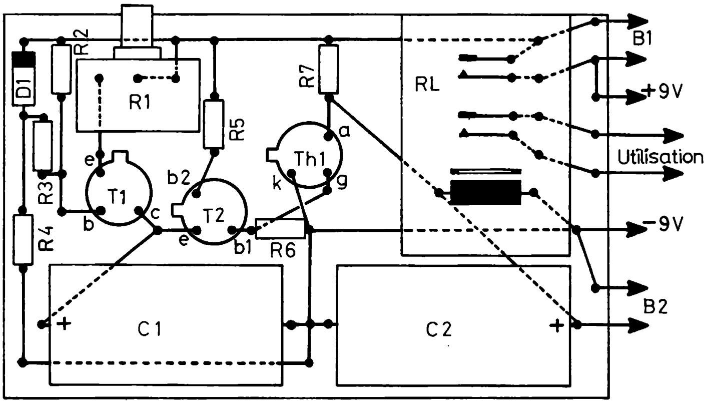



**Fig. 6-24 *a*. — Implantation des composants sur une plaquette pastillée, y compris le relais du schéma de la figure 6-23 *a*.**

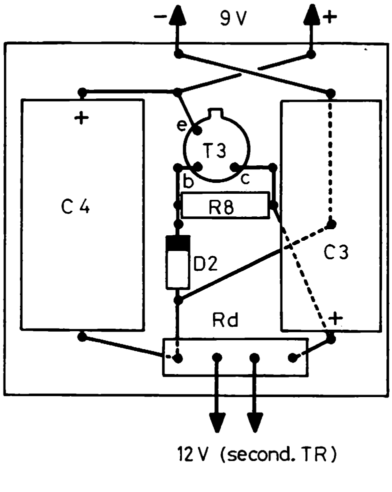



**Fig. 6-24 *b*. — Réalisation pratique de la partie alimentation de la figure 6-23.**

de volume que deux piles de 4,5 V. Le transformateur d'alimentation sera prévu pour donner 12 V au secondaire, avec un débit de 200 à 300 mA.

En ce qui concerne la réalisation, la figure 6-24 *a* représente la disposition des composants sur la plaquette du temporiseur à proprement parler, tandis que la figure 6-24 *b* montre la plaquette « alimentation », sans le transformateur TR. Bien entendu, rien n'empêche de réunir les deux sections sur une même plaquette.

Le transistor $T_1$ peut être choisi parmi les modèles suivants : BCY34, BCY32, BCY11, BFZ10, 2N1475, BC126, BC283, BC225, etc.

Le transistor unijonction $T_2$ est à choisir parmi les modèles tels que 2N3480, 2N2646, 2N1671, etc.

Le thyristor $Th_1$ peut être un 2N1596, T0,8N0,6AOO, etc.

Le transistor $T_3$ (stabilisation) peut être un modèle tout à fait quelconque : 2N1613, BC142, BC341, BC431, BD139, BC337, etc.

La diode Zener $D_1$ est une 1 W, à tension de claquage nominale de 4,8 à 5,8 V : BZX87-C5V1, ZD5,1, ZX5,1, etc.

La diode $D_2$ est du même type, mais prévue pour une tension de claquage de 12-13,2 V : BZX61-C12, BZX87-C12, ZD12, ZX12, etc.

Le relais RL doit être à deux contacts, avec une bobine de 6 V-90 Ω. Les deux condensateurs électrochimiques sont prévus pour une tension de service de 12 V, et il est important que $C_1$ soit de toute première qualité, de préférence au tantale.

Toutes les résistances sont de 0,25 W, sauf $R_8$, qui est de 0,5 W.

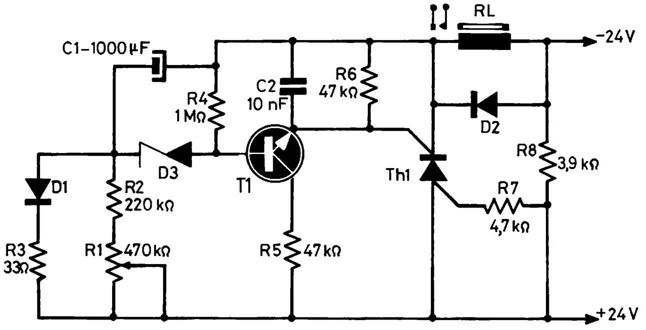
Quant au redresseur Rd, on peut utiliser un pont tel que BY164 *(RTC)* ou B40-C600 *(ITT)*.

## Relais permettant une temporisation jusqu'à 300 s

Son schéma est celui de la figure 6-25 et il utilise un thyristor tétrode $Th_1$ et un transistor. L'ensemble est alimenté en tension continue de 24 V, qui doit être stabilisée si on veut avoir une bonne constance et une précision satisfaisante des temporisations.

Dès que ce circuit est mis sous tension, le condensateur $C_1$, de très forte capacité, commence à se charger à travers la bobine du relais RL et les résistances $R_2$ et $R_1$. Cette dernière est variable et son réglage permet

**Fig. 6-25. — Schéma général du relais temporisé « tenant » jusqu'à 300 secondes.**



d'obtenir des temporisations allant de 100 à 300 s. Si on veut raccourcir ces temps, il est préférable d'agir, dans le sens de la diminution, sur $C_1$, en tenant compte du fait que la temporisation diminue à peu près proportionnellement à la diminution de la capacité. En d'autres termes, si on réduit la valeur de $C_1$ à 100 µF, la gamme des temporisations sera de 10 à 30 s environ.

Aussitôt que la tension sur $C_1$ atteint et dépasse la tension de claquage de la diode Zener $D_3$, le transistor $T_1$ passe en saturation et, par son émetteur, provoque l'amorçage du thyristor, ce qui équivaut pratiquement à appliquer la tension d'alimentation au bobinage du relais, qui bascule. Simultanément, le condensateur $C_1$ se décharge très rapidement à travers le thyristor, la diode $D_1$ et la résistance $R_3$, de sorte que l'ensemble se retrouve très vite prêt pour une nouvelle opération.

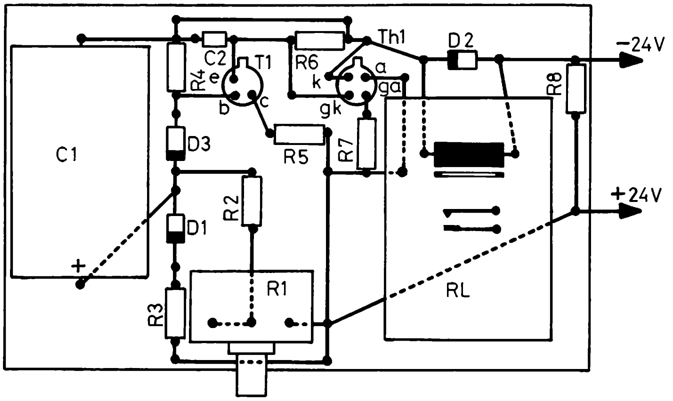



**Fig. 6-26. — Implantation des composants de la figure 6-25 sur une plaquette « pastillée ».**

Le relais ci-dessus fonctionne correctement à des températures ambiantes inférieures à + 70 °C, à condition, bien entendu, que le condensateur $C_1$ soit prévu pour résister à ces températures, ce qui est très courant pour presque toutes les séries de condensateurs offerts actuellement sur le marché.

En ce qui concerne les différents composants, les remarques suivantes permettront de mieux les choisir :

— Toutes les résistances peuvent être de 0,25 W;

— Le condensateur $C_1$ sera prévu pour une tension de service de 16 à 20 V;

Le condensateur $C_2$ sera avantageusement du type « plaquette » (par exemple, série 629, *RTC*);

Les diodes $D_1$ et $D_2$ peuvent être choisies parmi les modèles suivants : BAY44, BAX16, BAW12, BA137, BA127, BAX22, etc.;

— La diode Zener $D_3$ sera une 400-500 mW, avec une tension de claquage nominale de 9,1 V : BZX55-C9V1, BZX79-C9V1, ZP9,1 etc.;

— Le transistor $T_1$ peut être un BCY58, BFX95, 2N2222, BC107, BC109 ou analogue;

— Enfin, le thyristor tétrode $Th_1$ est un BRY39, BRY20, BRY46, etc.

## Un relais temporisé alimenté sur piles

Utilisant trois transistors, dont un unijonction ($T_1$), et un thyristor de faible puissance ($Th_1$), ce montage (fig. 6-27) peut être alimenté par une batterie de 9 à 12 V constituée par des piles du type courant (« lampe de poche » ou torche), grâce à l'emploi d'un relais bistable (RL). Ce dernier, pour basculer d'un état à l'autre, ne demande qu'une très courte impulsion de courant, de sorte que la consommation de l'ensemble reste faible, que le circuit d'utilisation soit enclenché ou non.

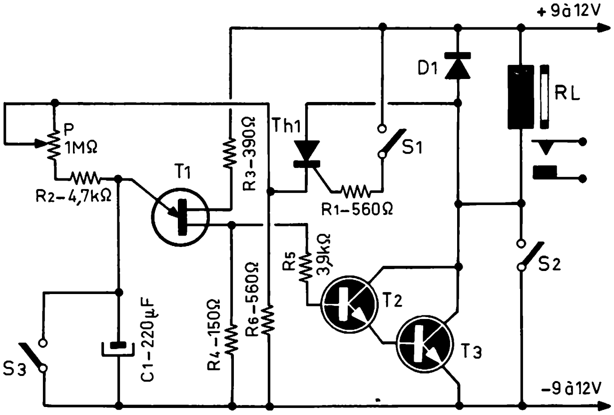



**Fig. 6-27. — Schéma du relais temporisé alimenté sur piles.**

La conception du schéma permet à ce dispositif d'introduire une temporisation, réglable à volonté, soit à la mise en service du circuit d'utilisation, soit à sa coupure.

Pour mieux saisir le fonctionnement de ce relais, nous allons voir ce qui se passe dans ce dernier cas. On suppose qu'au départ le relais RL se trouve en position où le circuit commandé n'est pas alimenté. On commence par appuyer le bouton-poussoir $S_2$ (à retour automatique en position ouverte), ce qui fait basculer le relais RL et met en circuit l'appareil commandé. Immédiatement après on appuie sur $S_1$, ce qui provoque un courant de 15 mA environ à travers $R_1$, courant qui entraîne l'amorçage du thyristor $Th_1$. Comme ce dernier est alimenté en continu, il demeure conducteur même lorsque $S_1$ est relâché, et il apparaît, sur $R_6$, une tension qui dépend de celle d'alimentation et des caractéristiques du thyristor, mais qui se situe entre 0,5 et 1 V. La valeur de $R_6$ est déterminée de façon que le courant de maintien du thyristor soit de l'ordre de 15 à 20 mA. Ce courant traverse également la bobine du relais RL, mais demeure trop faible pour faire basculer ce dernier.

Dès que la tension sur $R_6$ apparaît, le condensateur $C_1$ commence à se charger, à travers P et $R_2$, et après un certain temps, déterminé par la position de P, la tension sur $C_1$ atteint le seuil de déclenchement du transistor unijonction $T_1$, qui représente, en gros, la moitié de la tension d'alimentation, soit 4,5 à 6 V. Le transistor $T_1$ devient brusquement conducteur et sur sa base 1, c'est-à-dire sur $R_4$, apparaît une courte impulsion de tension, transmise à la base de $T_2$ et amplifiée par le « Darlington » $T_2$-$T_3$.

Il en résulte, dans le circuit de collecteur de $T_3$, un appel de courant suffisamment fort pour faire basculer le relais RL, c'est-à-dire pour couper l'alimentation du circuit d'utilisation. En même temps, comme la tension sur le collecteur de $T_3$ tombe pratiquement à zéro, le thyristor $Th_1$ se désamorce et toute charge ultérieure de $C_1$ se trouve interrompue.

Si on veut, au contraire, provoquer une mise en marche temporisée, on commence par appuyer sur $S_2$ de façon à couper le courant, s'il ne l'est pas encore. Ensuite, on procède comme ci-dessus : appuyer sur $S_1$ pour charger $C_1$, après avoir choisi la temporisation nécessaire par P; attendre que le relais RL bascule et rétablisse le courant.

La temporisation maximale obtenue avec $P = 1$ MΩ peut atteindre 4 à 5 mm. Si on veut la réduire, on peut agir simultanément, dans le sens de la diminution, sur la valeur de P et sur celle de $C_1$. Par exemple, avec $P = 470$ kΩ et $C_1 = 100$ µF, la temporisation maximale sera de l'ordre de 45 à 50 s, et la minimale inférieure à 1 s.

A noter, encore une fois, que la valeur réelle de la temporisation obtenue dépend beaucoup de la qualité du condensateur $C_1$ et, en particulier, de son courant de fuite. De plus, il ne faut pas oublier que la valeur nominale d'un condensateur électrochimique est juste à — 10 % et jusqu'à + 50 % pour certains modèles courants, de sorte que la temporisation calculée théoriquement peut se révéler totalement fausse.

Dans tous les cas, si on veut augmenter les durées, il est déconseillé de dépasser 1 000 µF pour $C_1$ et 2,2 MΩ pour P.

Le bouton poussoir (à retour automatique) $S_3$ permet d'allonger en quelque sorte la temporisation si on s'aperçoit, pendant son déroulement, qu'elle risque de ne pas être assez longue. En somme, le fait d'appuyer sur $S_3$ décharge $C_1$ avant que la tension à ses bornes ait atteint le seuil de déclenchement du transistor unijonction.

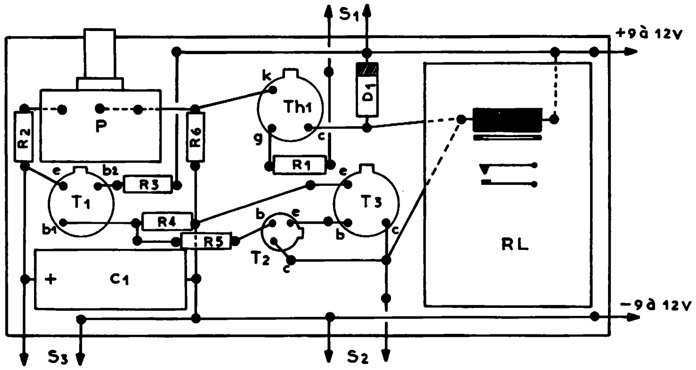



**Fig. 6-28. — Réalisation pratique, sur une plaquette « pastillée », du relais temporisé alimenté sur piles.**

Le montage peut se faire en s'inspirant de la figure 6-28, sur une plaquette pastillée habituelle. En ce qui concerne les différents composants, les indications suivantes faciliteront leur choix.

Toutes les résistances peuvent être de 0,25 W. Le potentiomètre P sera du type linéaire. Le condensateur $C_1$ sera prévu pour une tension de service de 10 à 16 V.

Diode $D_1$ : BY133, BYX10, BXY36-300, BY127, BY179, etc.

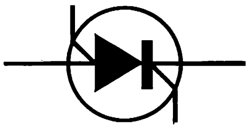
Transistor unijonction $T_1$ : 2N3480, 2N3483, 2N2646, etc.

Transistor $T_2$ : BFY39, 2N708, BSX20, BC108, BC109, etc.

Transistor $T_3$ : BSY53, BSY54, 2N1613, BC142, BC286, BC441, etc.

Thyristor $Th_1$ : T0,8N0,6AOO *(ITT)* ou un autre thyristor de faible puissance (0,6 à 1 A).

Le relais RL sera du type 6-9 V, avec une résistance de 250 à 300 Ω pour la bobine. Ce relais doit être, rappelons-le, du type bistable, obligatoirement.



Chapitre 7

# 6 relais et régulateurs de température

deux relais de 150 W à commande par variation de résistance

un fusible électronique universel

un relais sensible au son

deux régulateurs de température

## Relais universel pour circuit d'utilisation non inductif jusqu'à 150 W

Ce relais, dont le schéma général est représenté dans la figure 7-1, est conçu pour recevoir à l'entrée un capteur dont la résistance varie en fonction de l'éclairement ou de la température, c'est-à-dire des résistances photosensibles ou des résistances CTN ou CTP. Mais, en principe, rien n'empêche l'utilisation de capteurs de toute sorte, traduisant par une variation de résistance une variation de pression, de déplacement linéaire ou angulaire, etc.

La charge que peut commuter ce relais est alimentée sous 220 V, avec une consommation maximale de 0,8 A, ce qui correspond à des lampes à incandescence, des éléments chauffants de toute sorte et des moteurs universels. Étant donné que le circuit d'utilisation reçoit une tension continue, bien que fortement ondulée, l'utilisation de transformateurs et, en général, d'appareil comportant des inductances « actives » est exclue.

Voici un aperçu de quelques possibilités d'utilisation de ce relais.

1. Maintien d'une certaine plage de température obtenue à l'aide d'un élément chauffant. Le capteur est alors constitué, suivant le cas, par une résistance CTN ou CTP.

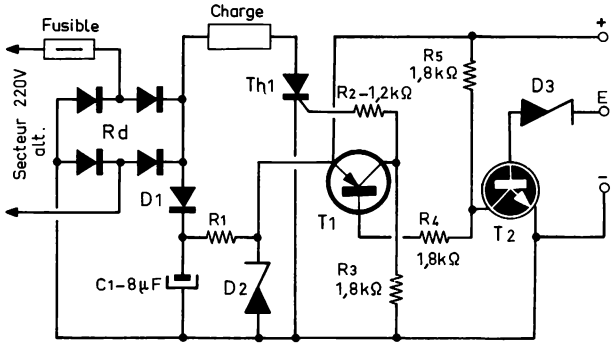



**Fig. 7-1. — Schéma d'un relais universel pour charge non inductive de 150 W max.**

2. Aération d'un local surchauffé (ventilateur, par exemple). Capteur : résistance CTN.

3. Signal d'alarme lumineux indiquant le dépassement d'un certain seuil de température. Capteur : résistance CTN.

4. Présence anormale de lumière dans un endroit quelconque, signalée par l'allumage d'une lampe ou un signal sonore. Capteur : résistance photosensible.

5. Mise en service d'un éclairage à la tombée de la nuit. Capteur : résistance photosensible. Il est à remarquer que le circuit de charge du dispositif décrit peut être constitué par un relais électromagnétique mettant en service un circuit consommant plusieurs ampères.

6. Aération d'un local enfumé (mise en marche d'un ventilateur). Capteur : résistance photosensible.

L'ensemble fonctionne de la façon suivante. La tension du secteur (220 V) est redressée par un pont de quatre diodes (Rd) et le circuit d'utilisation (charge) est intercalé entre la sortie « plus » du redresseur et l'anode du thyristor $Th_1$. Ce dernier est commandé par un amplificateur à deux étages ($T_1$-$T_2$), dont l'alimentation (12 V) est obtenue par la chute de tension dans $R_1$, stabilisée par la diode Zener $D_2$.

Le point délicat de ce montage est la résistance $R_1$, car il s'agit de chuter quelque 200-210 V avec un débit moyen de 50-60 mA. Nous y reviendrons lorsqu'il s'agira de passer en revue les caractéristiques des composants.

Tant qu'aucune tension n'est appliquée à l'entrée E, les deux transistors sont bloqués. Le transistor $T_2$ devient conducteur seulement lorsque l'entrée E reçoit une tension supérieure à 5 V, car toute tension inférieure à ce niveau est arrêtée par la diode Zener $D_3$.

Aussitôt que $T_2$ devient conducteur, la tension à son collecteur tombe à cause de la chute dans $R_5$, de sorte que la base de $T_1$ devient nettement plus négative que son émetteur et que $T_1$ passe en saturation. Sur la résistance $R_3$ apparaît une chute de tension de quelque 12 V, que l'on utilise pour amorcer le thyristor $Th_1$, la résistance $R_2$ limitant le courant d'amorçage à 10 mA environ. Dès que ce courant est interrompu, le thyristor se désamorce automatiquement, dès le premier passage par zéro de la

tension appliquée à son anode, qui, rappelons-le, est continue (unidirectionnelle), mais pulsée.

L'excitation de ce relais à partir de différents capteurs se fait en connectant le capteur choisi entre E et le « plus » ou entre E et le « moins », suivant la nature du capteur, et en prévoyant une résistance réglable $R_6$ entre E et le pôle demeuré libre. Les deux schémas de la figure 7-2 résument ces deux modes de branchement, que l'on utilisera de la façon suivante :

7-2 *a*. Commande d'appareils de ventilation ou maintien d'une certaine température dans des locaux d'habitation, serres, etc. Capteur : résistance CTN.

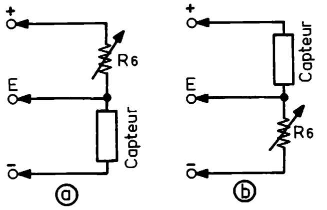



**Fig. 7-2. — Les deux façons de concevoir le branchement du capteur pour le relais de la figure 7-1.**

Commande déterminée par des variations de lumière. Capteur : résistance photosensible.

7.2 *b*. Surveillance d'éléments chauffants. Capteur : résistance CTN. A noter que le capteur utilisé doit présenter, à l'état « neutre » une résistance propre de 2 à 10 kΩ. Quant à la résistance réglable $R_6$, qui permet d'ajuster le seuil de déclenchement, elle doit être de 10 kΩ.

En ce qui concerne les composants, le point délicat, comme nous l'avons signalé est la résistance $R_1$. Le calcul montre que la valeur de cette résistance, compte tenu des variations éventuelles du secteur de 200 à 230 V environ, se situe entre 2 800 et 3 200 Ω. Si on utilise une seule résistance de cette valeur, elle devrait être prévue pour une dissipation de 10 W environ. Si on envisage 4 résistances de 720 Ω en série, par exemple, on peut se contenter d'une dissipation de 3 W, avec l'avantage supplémentaire de pouvoir choisir la valeur de la quatrième résistance pour ajuster au mieux le courant à travers la diode $D_2$, de façon à ne pas la surcharger et d'assurer une stabilisation optimale.

Il faut noter aussi que la valeur de $R_1$ ci-dessus est valable pour les diodes telles que ZD12 *(ITT)* ou BZY95-C12 *(RTC)*, dont le courant $I_z$ moyen est de l'ordre de 50 mA.

Avec d'autres diodes, de puissance comparable (1,3 à 1,5 W), on peut avoir affaire à un courant $I_z$ nettement inférieur (20 à 25 mA) de sorte que la valeur de $R_1$ se trouve pratiquement doublée.

Le fusible doit être de 1 A et il peut être fixé soit sur la plaquette de montage, soit en dehors.

La diode $D_1$ peut être une BYX10, BXY36-600, BY133, BY127, etc.

La diode Zener $D_3$ (400 mW) est une ZP4,3, BZY88-C4V3 ou analogue.

Le pont redresseur (Rd) est du type BY179 *(RTC)*.

Le thyristor $Th_1$ est un T0,8N4AOO *(ITT)* ou un autre, de caractéristiques comparables (courant maximal 0,8 à 1,5 A). Ce thyristor sera muni d'un radiateur en étoile (diamètre 20 mm).

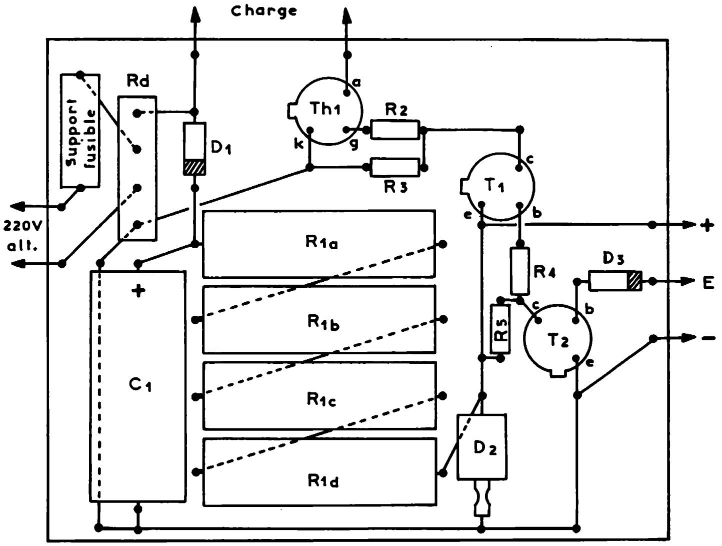



**Fig. 7-3. — Implantation des composants du relais universel sur une platine « pastillée ».**

Quant aux deux transistors, on s'inspirera des équivalences suivantes :
— $T_1$ : BSX40, 2N2904, BC192, 2N2906, BC238, etc.;
— $T_2$ : BSY53, 2N1613, BC109 C, etc.

Toutes les résistances sont de 0,25 W, à l'exception de $R_1$, bien entendu. Le condensateur $C_1$ est prévu pour une tension de service de 350 V.

La figure 7-3 représente la disposition des composants sur la platine de montage.

## Un « fusible » électronique universel

En fait, il s'agit d'un relais sensible à un dépassement anormal de courant consommé par un circuit d'utilisation quelconque : moteurs de toute sorte, lampes, éléments chauffants, transformateurs, téléviseurs, amplificateurs de puissance, etc. Dès que le courant dépasse un certain seuil, que l'on fixe une fois pour toutes en fonction des caractéristiques du circuit d'utilisation, le relais coupe le courant dans ce dernier.

Le courant permanent maximal admissible n'est limité que par le pouvoir de coupure des contacts du relais utilisé, ce qui veut dire qu'il est possible de couper des courants de 2 A et même plus.

Le schéma de la figure 7-4 représente la structure de ce relais, la charge y étant symbolisée par le moteur M, qui est alimenté tant que le relais RL n'est pas excité. Autrement dit, ce relais doit travailler à la coupure. La résistance $R_1$, de valeur très faible, est introduite en série avec M et, en fonctionnement normal, il s'y produit une chute de tension, proportion-

nelle évidemment au courant consommé par le circuit d'utilisation. Dès que la tension sur $R_1$ dépasse un certain seuil, le relais RL bascule et déconnecte la charge.

La commande du relais se fait par l'amorçage du thyristor $Th_1$, mis en état de conduction à travers le transistor $T_1$. Le thyristor et le transistor sont alimentés en tension continue obtenue par redressement de la tension du secteur par la diode $D_1$ et filtrage par $C_2$. Aux bornes de $C_2$ on trouve une tension de quelque 300 V appliquée à l'anode du thyristor à travers l'enroulement du relais RL. Quant au transistor $T_1$, dont l'utilité est d'accroître la sensibilité du thyristor, il est alimenté par une tension de 12 V, obtenue par chute de tension dans $R_4$-$R_5$-$R_6$ et stabilisation par la diode Zener $D_4$.

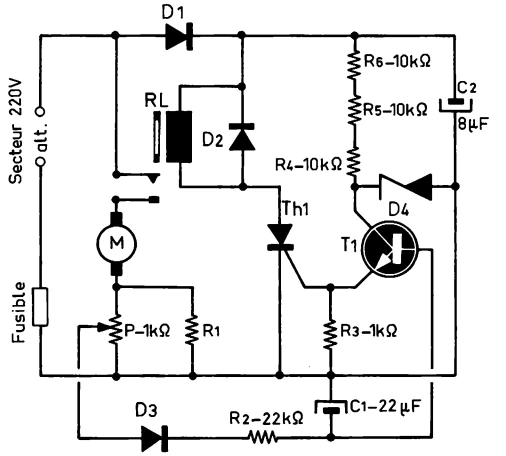



**Fig. 7-4. — Schéma complet d'un relais sensible à une surintensité.**

Les résistances $R_4$-$R_5$-$R_6$ sont calculées de façon à assurer dans le circuit un courant permanent de 10 mA, ce qui permet d'utiliser des résistances de 1 W seulement. De plus, cela limite le courant d'émetteur de $T_1$ à 10 mA également, ce qui protège en quelque sorte le thyristor.

La base du transistor reçoit une tension continue obtenue à partir de la tension alternative sur $R_1$, prélevée à l'aide du potentiomètre P, redressée par $D_3$ et filtrée par $R_3$ et $C_1$. Le transistor, normalement bloqué, devient conducteur dès que la tension au curseur de P dépasse quelque 2 V, ce qui entraîne l'amorçage du thyristor et le collage du relais, c'est-à-dire la coupure du circuit d'utilisation.

Comme le thyristor est alimenté en continu, il reste conducteur et il est nécessaire de couper le circuit du secteur pour rétablir le courant dans la charge, après avoir éliminé la cause de la surintensité, bien entendu.

Lorsqu'il s'agit de moteurs relativement puissants, leur courant de démarrage peut être suffisamment intense, pour provoquer le déclenchement du relais. Pour l'éviter, on peut essayer d'augmenter la capacité de $C_1$ jusqu'à 100 µF au maximum ou, encore mieux, prévoir un interrupteur entre le curseur de P et la diode $D_3$, interrupteur qui restera ouvert pendant les quelques secondes de démarrage.

Il est parfaitement possible d'alimenter ce montage à partir d'une tension alternative plus faible (p. ex. 110 V), à condition de prévoir en

conséquence la bobine du relais RL et de modifier la valeur des résistances $R_4$-$R_5$-$R_6$ de façon à y maintenir un courant permanent de 10 mA.

Voici maintenant quelques détails sur les composants utilisés : la valeur de la résistance $R_1$ doit être déterminée de façon que la chute de tensions à ses bornes représente au moins 2 V eff. en fonctionnement normal ce qui nous donne, pour fixer les idées, les ordres de grandeur suivants :

— 4 Ω (1 W) pour un courant de 0,5 A;
— 2 Ω (2 W) pour 1 A;
— 1 Ω (4 W) pour 2 A.

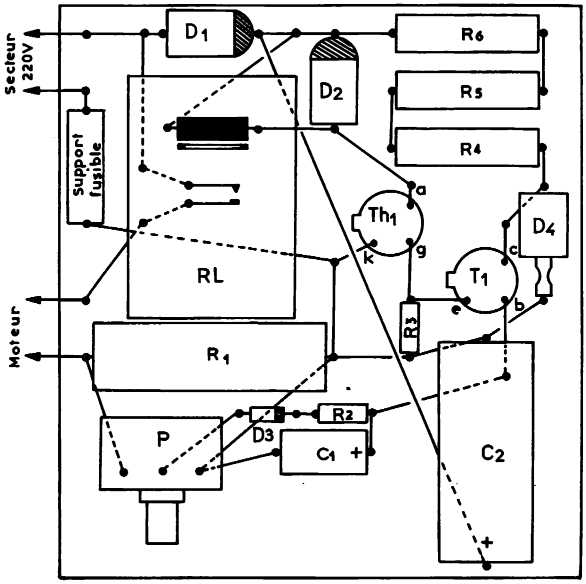



**Fig. 7-5. — La réalisation du relais de la figure 7-4 sur une plaquette « pastillée » ne présente aucune difficulté particulière.**

Il est évident que pour des valeurs aussi faibles il est pratiquement impossible d'envisager l'utilisation de résistances à couche et que la seule solution est d'employer des résistances bobinées. A la rigueur une résistance de 2 Ω-2 W peut être constituée par deux résistances de 4,7 Ω-1 W en parallèle, mais il n'est pas certain de les trouver facilement.

Les résistances $R_4$-$R_5$-$R_6$ sont de 1 W, les deux autres, $R_2$ et $R_3$ pouvant être de 0,25 W.

Le condensateur $C_1$ peut être prévu pour une tension de service de 25 V, seulement, mais $C_2$ doit l'être pour 350 V au moins et, de préférence, pour 400 ou 450 V.

Les diodes $D_1$ et $D_2$ peuvent être du type BY103, BY127, BY113, BY135, BY143, etc.

La diode $D_3$ sera choisie parmi les modèles tels que BAY17, BAV10, BAY39, BAY42, etc.

La diode Zener $D_4$ est une 12 V, 1,1-1,3 W, par exemple une ZD12 *(ITT)* ou analogue : BZY95-C12 ou autre.

Le transistor $T_1$ est, en principe, un BSY53, que l'on peut remplacer par BSY54, 2N1613, 2N1711, BSY10, etc.

Le thyristor $Th_1$ est un 0,8 à 1,5 A, par exemple un T0,8N4AOO.

Enfin, le relais RL doit être prévu pour fonctionner sous 220 V environ et il doit avoir un contact fermé au repos et ouvert au collage. La figure 7-5 montre la disposition possible des composants sur la plaquette de montage.

## Un relais sensible au son

Ce dispositif très simple, dont le schéma est celui de la figure 7-6, utilise, en tant que capteur, un petit haut-parleur électro-dynamique employé en microphone. Comme l'impédance d'un tel haut-parleur est toujours très faible, le premier étage, $T_1$, est monté en base commune.

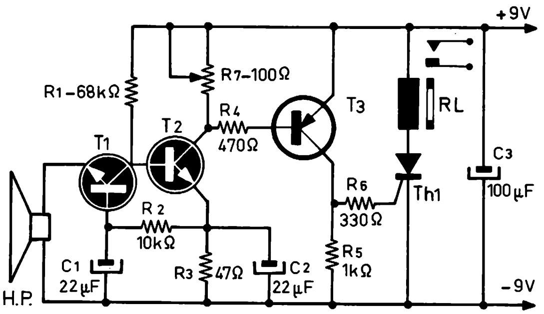



**Fig. 7-6. — Schéma d'un relais simple, sensible au son.**

La conception de l'amplificateur est telle que le transistor $T_3$ est pratiquement bloqué au repos, mais devient conducteur dès que l'entrée reçoit un signal d'amplitude suffisante. La chute de tension qui en résulte sur $R_5$ est transmise à la gâchette du thyristor $Th_1$ par $R_6$ et provoque l'amorçage de ce dernier, c'est-à-dire le collage du relais RL dont les contacts mettent en fonctionnement un dispositif avertisseur quelconque : lampe, sonnette, etc.

La sensibilité de l'amplificateur peut être réglée, dans une certaine mesure par $R_7$.

Les transistors à utiliser sont d'un type quelconque, au silicium de préférence, et il est souhaitable de choisir, pour les deux premiers étages, des modèles présentant un gain aussi élevé que possible.

$T_1$ et $T_2$ sont du même type, à choisir dans la série BC549C, BC169C, BC584C, BC469C, BC269C, BC173, BC109C.

$T_3$ peut être un BC558, 2N3702, BC158, BC240, BC178, BC252A, BC308, BC351, etc.

Le thyristor sera choisi parmi les modèles de petite puissance, par exemple T0,8N0,6AOO ou même un thyristor tétrode tel que BRY39, BRY20, etc.

Le relais RL doit présenter les caractéristiques en rapport avec le courant maximal admissible pour le thyristor, ce qui est surtout important si on utilise un « tétrode », dont le courant permanent maximal ne doit guère dépasser 40-45 mA. La bobine du relais devra donc présenter une résistance de l'ordre de 250 Ω.

Il est également important de s'assurer que la source d'alimentation est capable de supporter pendant un temps plus ou moins long une intensité de 40 mA et plus, suivant le thyristor et le relais utilisés.

De plus, il faut tenir compte du fait que le thyristor, alimenté en continu, reste amorcé même lorsque le signal sonore disparaît et que pour le désamorcer il est nécessaire de couper l'alimentation.

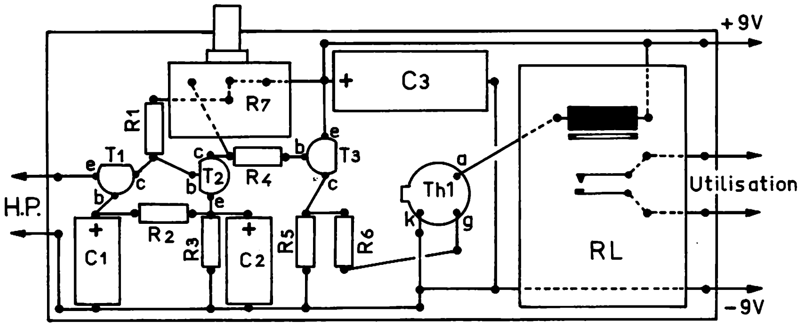



**Fig. 7-7. — Réalisation pratique du relais de la figure 7-6 sur une plaquette « pastillée ».**

Les condensateurs électrochimiques sont prévus pour une tension de service de 10 V pour $C_1$ et $C_2$ et de 15-16 V pour $C_3$.

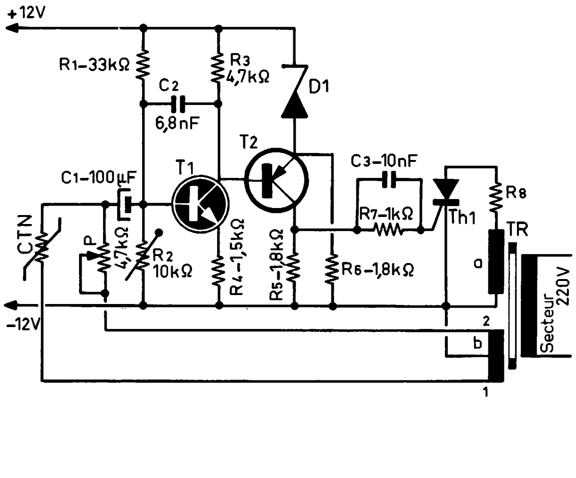
Le haut-parleur utilisé en microphone doit avoir une impédance de bobine mobile de 30 à 60 Ω.

La figure 7-7 montre la disposition possible des composants sur la plaquette de montage.

## Un régulateur de température

Bien qu'il ne s'agisse pas ici d'un relais à proprement parler, on peut y assimiler le montage de la figure 7-8, puisque le maintien d'une température à sa valeur de consigne s'y effectue par l'amorçage périodique du thyristor qui met en circuit un élément chauffant $R_8$.

**Fig. 7-8. — Schéma général d'un régulateur de température où le thyristor est commandé à partir d'une résistance CTN.**



Le domaine d'application de ce dispositif dans la forme où il est décrit, ne permet la mise en service que d'éléments chauffants de faible puissance (15-20 W, en gros) et se limite, par exemple, au maintien d'une température constante dans des enceintes « thermostatées » (oscillateurs à quartz et certains amplificateurs « délicats ») et, d'une façon générale, à la régulation de la température lors des mesures sur des éléments termosensibles. Mais rien n'empêche d'adapter ce régulateur à des circuits chauffants de puissance nettement supérieure, ne serait-ce qu'en utilisant un thyristor de puissance supérieure ou en prévoyant à la sortie un relais « dimensionné » en conséquence.

En ce qui concerne le fonctionnement de ce régulateur, il se déroule de la façon suivante. La résistance à coefficient négatif de température et la résistance variable P forment, avec l'enroulement symétrique, de 2 × 6,3 V du transformateur TR, un pont qui demeure en équilibre, tant que la résistance de la CTN reste égale à celle de P en circuit. Autrement dit, il n'existe alors aucune tension alternative entre la base de $T_1$ et la masse.

Cependant il est nécessaire de faire en sorte que le thyristor s'amorce lorsque la température à réguler diminue et reste bloqué lorsqu'elle augmente. On y parvient grâce au fait que le thyristor, ne laissant passer que les alternances positives, ne peut être maintenu en état de conduction que s'il reçoit un signal de déclenchement positif au départ de chaque alternance positive.

Supposons donc que la température s'élève, ce qui entraîne la diminution de la CTN et un déséquilibre du pont, de sorte qu'un signal alternatif apparaît sur la base de $T_1$, le courant de collecteur de ce transistor augmente à chaque alternance positive de ce signal et la tension de collecteur diminue au même rythme. Le transistor $T_2$, normalement bloqué, devient conducteur aussitôt que la tension à sa base se trouve inférieure à 7,1 V environ. Un signal positif apparaît donc sur $R_5$ qui, transmis à la gâchette du thyristor par $R_7$-$C_3$, provoque l'amorçage de ce dernier, à la condition expresse que ce signal arrive à l'instant où, sur l'anode du thyristor apparaît le début d'une alternance positive, ce qui dépend du sens de branchement du secondaire *a*.

Il est évident que si la température s'abaisse (valeur de la CTN augmente), le signal alternatif appliqué à la base de $T_1$ sera opposé en phase par rapport à celui résultant d'une diminution de la valeur de la CTN. Autrement dit, le signal de déclenchement positif arrivera sur la gâchette au départ d'une alternance négative sur l'anode et restera sans effet. La résistance ajustable $R_2$ permet d'agir sur le courant de collecteur de $T_1$ c'est-à-dire, en fait, sur le seuil de déclenchement de $T_2$ et du thyristor.

La précision de ce régulateur peut atteindre ± 0,1 à 0,15 °C, ce qui veut dire qu'il réagit à des variations de température très largement inférieures à 1 °C. La distance entre la résistance CTN et l'élément chauffant n'est pas critique et dépend essentiellement des dimensions de ce dernier et du volume de l'enceinte dont la température doit être régulée. Le cadran du potentiomètre P peut être gradué directement en valeurs de température de consigne.

La valeur de la CTN (1 W) utilisée ici doit être de l'ordre de 2 kΩ à 20 °C. Il n'est pas interdit d'adopter des CTN de caractéristiques diffé-

rentes, à condition de modifier en conséquence la valeur de P, de façon qu'elle représente à peu près le double de celle de la CTN à 20 °C.

L'élément chauffant $R_8$ est alimenté uniquement en alternances positives, de sorte que la puissance qu'il dissipe représente la moitié de celle qui apparaîtrait en continu. On peut compenser cette « perte » en augmentant la tension fournie par le secondaire *a*, en ayant soin de rester nettement au-dessous du courant maximal que peut supporter le thyristor utilisé (ici 0,8 A). Par exemple, si on choisit une puissance de 15 W pour l'élément chauffant, la tension du secondaire *a* pourrait être de 30 V et la résistance de $R_8$ de 30 Ω.

Dernière remarque : si, après la mise sous tension, le thyristor ne se déclenche pas, il suffit d'inverser soit les connexions du secondaire *a*, soit celles du secondaire *b* (les extrémités 1 et 2).

En ce qui concerne les composants, dont la figure 7-9 montre la disposition, on s'inspirera des considérations suivantes :

— $C_1$ doit être prévu pour une tension de service de 15-16 V;

— $C_2$ est, en principe, un condensateur plat à diélectrique plastique (série C280, *RTC*, 400 V, par exemple);

— $C_3$ est un céramique « plaquette », tension de service 63 V, de la série 629 *(RTC)*.

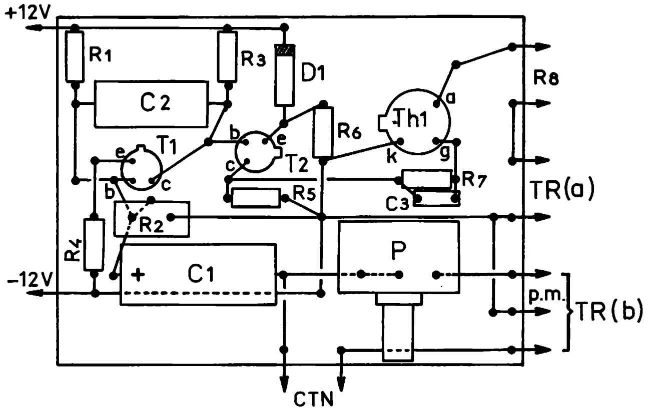



**Fig. 7-9. — Réalisation pratique du régulateur de température de la figure 7-8 sur une plaquette « pastillée ».**

Bien entendu, tout autre condensateur de caractéristiques analogues et de faible encombrement, peut convenir.

Toutes les résistances (sauf $R_8$) sont de 0,25 W.

La diode Zener $D_1$ est de 400 mW, prévue pour une tension de claquage de 4,3 V, à choisir parmi les types tels que ZF4,3, ZP4,3 ou BZY88-C4V3.

Le transistor $T_1$ peut être un BFY39-2, 2N708, BSX20, BSX28, BSX39A ou même BC107, 2N929 2N2369, etc.

Le transistor $T_2$ est à choisir parmi les modèles tels que BC192, 2N2906, BC238, BC283, BC370, BC381, BC514C, 2N2907A, 2N5825, BSW24, etc.

Le thyristor utilisé dans l'appareil décrit est un T0,8N1AOO *(ITT)* ou un autre, de caractéristiques analogues ou plus « poussées », en fonction de la puissance dissipée par l'élément chauffant. Prévoir un radiateur en étoile, de 20 mm de diamètre, dont on « coiffe » le boîtier.

Les caractéristiques du transformateur TR sont également fonction de cette puissance, en tenant compte du fait que celle fournie par le secondaire *b* est pratiquement nulle.

## Un régulateur de température à thyristors

Lorsqu'il s'agit de commander la vitesse de rotation d'un moteur ou une installation de sources de lumière, les régulateurs à thyristors utilisés appliquent généralement le principe de « découpage de phase », qui consiste à ne laisser qu'une fraction plus ou moins grande d'une alternance. Dans le régulateur décrit, destiné essentiellement à maintenir constante la dissipation des éléments chauffants de toute sorte, on procède différemment, puisque le thyristor y est conducteur au point de départ et bloqué à la fin d'une alternance. Il en résulte, en particulier, un fonctionnement sans transitoires, donc sans parasites pouvant agir sur un récepteur, par exemple.

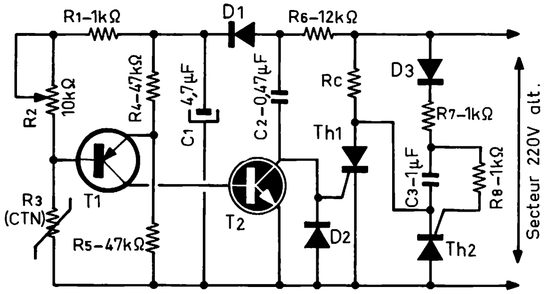



**Fig. 7-10. — Schéma d'un régulateur de température utilisant deux thyristors.**

Le principe de régulation adopté ici consiste à rendre le thyristor conducteur pendant un nombre plus ou moins élevé de périodes, puis à le bloquer pendant un certain nombre de périodes également, le rapport des durées d'ouverture et de fermeture étant automatiquement variable. Le schéma d'un tel régulateur, représenté dans la figure 7-10, convient pour des dispositifs utilisateurs dont la puissance ne dépasse pas 200 W, tels que couvertures ou coussins chauffants, plaques chauffantes, réchauffeurs de biberons etc.

### FONCTIONNEMENT

Supposons que la valeur en circuit de $R_2$, qui fait partie du pont de mesure de la température ($R_1$-$R_2$-$R_3$-$R_4$-$R_5$ — jonction base — émetteur de $T_1$), soit suffisamment faible pour que la différence de potentiel base-émetteur de $T_1$ provoque le blocage de ce dernier. Il en résulte que $T_2$ se trouve également bloqué, ce qui laisse ouvert le circuit cathode-gâchette du thyristor $Th_1$. Dès le départ de l'alternance positive, le condensateur $C_2$ commence à se charger à travers $R_6$ et le circuit cathode-gâchette de $Th_1$, et ce courant de charge provoque l'ouverture du thyristor. Pendant que ce dernier est conducteur, le condensateur $C_3$ se charge également à travers la diode $D_3$ et la résistance $R_7$.

Dès le début de l'alternance négative qui suit, tout se passe comme si le thyristor $Th_2$ recevait une tension positive sur son anode. Le condensateur $C_3$ se décharge à travers $R_8$ et le circuit cathode-gâchette de $Th_2$, ce qui provoque l'ouverture de ce dernier. La diode $D_3$ empêche la charge de $C_3$ de s'écouler directement vers le secteur, tandis que les résistances $R_7$ et $R_8$ limitent le courant de charge et celui d'amorçage du thyristor $Th_2$.

Le condensateur $C_2$ se décharge pendant l'alternance négative à travers $D_2$, pour qu'à l'alternance positive suivante le thyristor $Th_1$ puisse de nouveau devenir conducteur.

Ainsi, des deux thyristors connectés en parallèle et en opposition, celui de droite est toujours conducteur pendant les alternances négatives, tandis que celui de gauche l'est pendant les alternances positives.

Le courant qui traverse alors la résistance d'utilisation $R_c$ provoque une élévation de la température environnante et la résistance de la thermistance (CTN) $R_3$ diminue, ce qui entraîne la diminution du potentiel à la base de $T_1$ pendant que le potentiel d'émetteur est maintenu constant par le diviseur $R_4$-$R_5$. Aussitôt que la différence de potentiel base-émetteur de $T_1$ atteint et dépasse le seuil de « déclenchement » de la conduction, le courant de collecteur qui en résulte provoque la saturation du transistor $T_2$, qui court-circuite la cathode et la gâchette de $Th_1$ et empêche ce transistor d'être rendu conducteur. Il en résulte que $Th_2$ se trouve également « neutralisé ».

La résistance $R_1$ détermine la température maximale à partir de laquelle la régulation se déclenche et pour $R_2 = 0$. La diode $D_1$ et le condensateur $C_1$ fournissent la tension continue nécessaire pour le pont de mesure.

## RÉALISATION

La figure 7-11 montre la disposition possible des composants sur la plaquette pastillée, la place réservée pour les résistances $R_6$ et $R_7$ (bobinées) étant indiquée approximativement, car leurs dimensions peuvent varier assez fortement suivant la provenance. Ces deux résistances sont, respectivement, de 10 W ($R_6$) et de 5 W ($R_7$) et la solution logique consiste à se procurer des résistances bobinées de valeur et de dissipation adéquates.

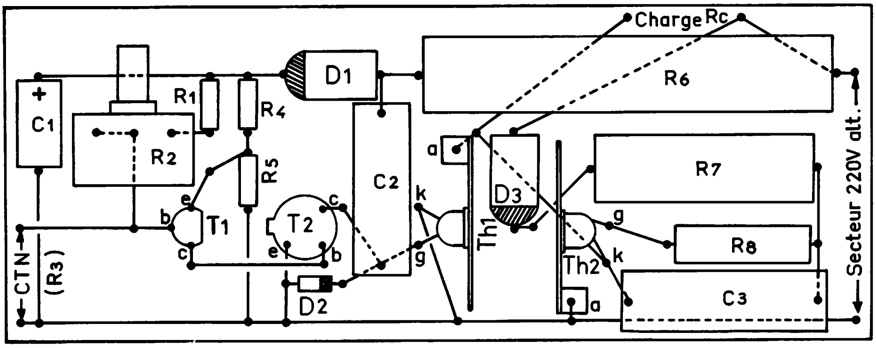



**Fig. 7-11. — Implantation des composants du régulateur de température de la figure 7-10 sur une plaquette « pastillée ».**

Une solution de fortune peut cependant être envisagée : remplacer chaque résistance par un certain nombre de résistances à couche connectées en série. L'inconvénient, c'est l'encombrement, car pour constituer une résistance de 12 kΩ-10 W il faudrait prévoir au moins quatre résistances de 2,7 à 3,2 kΩ de 3 W en série. Les choses sont un peu plus simples pour la résistance $R_7$, où il suffirait de deux résistances de 3 W en série : 470 et 560 Ω ou deux fois 470 Ω.

Toujours est-il que les trois résistances, $R_6$-$R_7$-$R_8$, dissipent beaucoup de chaleur et il est nécessaire de prévoir, dans le coffret où sera fixée la platine, des trous d'aération en nombre suffisant.

Toutes les autres résistances, en dehors des trois ci-dessus, peuvent être de 0,25 W.

Le condensateur $C_1$ est un électrochimique de la série « Fitco » *(RTC)*, prévu pour une tension de service de 63 V.

Les condensateurs $C_2$ et $C_3$ sont de la série C280 (*RTC*, également); tension de service 250 V.

La thermistance (résistance CTN) doit être de 100 kΩ environ à 20 °C.

Les diodes $D_1$ et $D_3$ peuvent être choisies parmi les types tels que : BY127, 1N4005, BY113, BY117, BY139, BY143, etc.

La diode $D_2$ est une BA170, BAV10, BAX20, BAX85, BAX78, BAY39, etc.

Le transistor $T_1$ est à choisir parmi les types suivants : BC251B, BC558A, BC243, BC178A, BC158A, etc.

Le transistor $T_2$ peut être un BSY52, 2N1711, BSY54, BSX95, BC286, BFX68, etc.

Les deux thyristors $Th_1$ et $Th_2$ sont des BRY43 *(ITT)*, de présentation un peu spéciale, en ce sens qu'ils comportent un petit radiateur, de 2 $cm^2$ environ, solidaire du thyristor et réuni à l'anode de ce dernier. Ce radiateur est muni d'une petite patte de fixation, pliée à angle droit par rapport à sa surface, ce qui facilite sa fixation sur la platine de montage, soit par soudure, soit par vis et écrou.

Les thyristors BRY43 admettent un courant permanent maximal de 3A, mais il faut tenir compte, pour le choix éventuel d'un thyristor de remplacement du fait que chacun d'eux commute seulement la moitié de la puissance maximale du circuit d'utilisation $R_c$. On peut, par exemple, utiliser des thyristors T3N4COO *(ITT)*, dont les caractéristiques sont sensiblement identiques à celles des BRY 43, mais qui sont présentés en boîtier métallique genre TO48 ou TO64, c'est-à-dire à visser directement

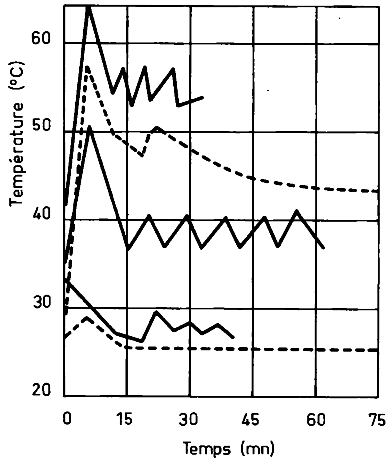


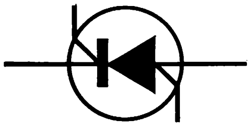

**Fig. 7-12. — Courbes montrant l'efficacité de la régulation en fonction de la distance entre l'élément chauffant et la thermistance.**

sur une plaque métallique, séparée pour chaque thyristor, puisque l'anode est reliée au boîtier.

Les courbes de la figure 7-12 ont été relevées en plaçant l'élément chauffant (une résistance bobinée 50 W) dans un boîtier thermiquement isolé. La thermistance $R_3$ était disposée soit à 5 cm de la résistance (courbes en trait plein), soit en contact avec cette dernière (courbes en trait interrompu). La température était évaluée à l'aide d'un thermomètre disposé à 5 cm environ de la résistance chauffante.

En dehors de la distance entre la thermistance et l'élément chauffant, la limite supérieure de la température que l'on doit maintenir constante, ainsi que l'isolation thermique de l'enceinte où se trouve placé l'élément chauffant ont une influence sur l'allure des courbes.

Enfin, il faut noter que les connexions entre la thermistance et le circuit de régulation extérieur ne doivent, en aucun cas, être soudées, surtout si la thermistance se trouve en contact direct avec l'élément chauffant. En effet, si une soudure « lâche » à la suite d'un échauffement excessif, les transistors $T_1$ et $T_2$ demeurent bloqués et la régulation devient inopérante, d'où un danger.



Chapitre 8

# 4 chargeurs de batterie

deux chargeurs 6 V

deux chargeurs 12 V

## Chargeur automatique 6 V

Un accumulateur au plomb de 6 V, doit être chargé jusqu'à ce que la tension à ses bornes atteigne environ 7 V, après quoi la charge doit être arrêtée. Si l'on veut que cet arrêt intervienne automatiquement, on doit utiliser le courant de charge pour commander le chargeur, ce qui se fait très simplement en employant dans ce dernier un thyristor.

La tension secondaire du transformateur (fig. 8-1) de 10 V eff., est redressée par un pont (Rd), à la sortie positive duquel on trouve alors une succession d'alternances positives dont l'amplitude est de 14 V. Cette tension est appliquée à l'anode du thyristor $Th_1$ à travers la lampe *La* qui limite le courant de charge. L'accumulateur à charger est connecté entre la cathode du thyristor et le « moins » du redresseur. Pour le déclenchement du thyristor et la comparaison des tensions on fait appel aux transistors $T_1$ et $T_2$, qui exigent pour cette fonction une tension d'alimentation parfaitement filtrée de quelque + 12 à 14 V et une tension de référence stabilisée de + 9 V environ. Ces deux tensions sont obtenues à l'aide des éléments $D_1$, $C_1$, $R_1$ et la diode Zener $D_3$. Le potentiomètre $R_4$ sert pour ajuster la tension de référence dont la valeur représente la somme de la tension de fin de charge (7 V) et des tensions de « seuil » de la diode $D_2$ et du transistor $T_2$, chacune de 0,6 V, ce qui donne un total de 8,2 V.

Si, dans ces conditions, on connecte aux bornes de sortie un accumulateur dont la tension est inférieure à 7 V, le transistor $T_2$ devient immédiatement conducteur, car sa base est alors plus positive que son émetteur, et de ce fait le transistor série $T_1$ devient conducteur lui aussi, grâce au courant de collecteur de $T_2$, et la résistance $R_3$ est traversée par un courant

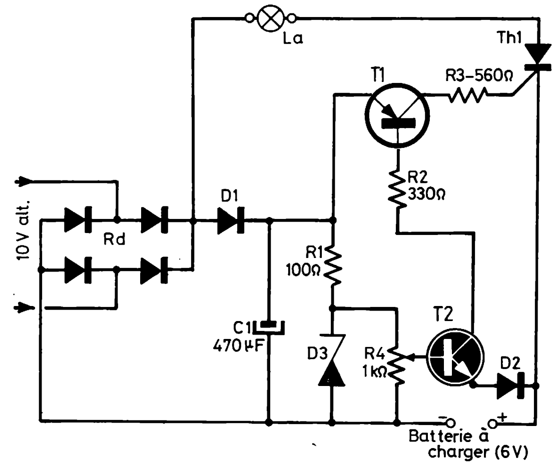



**Fig. 8-1. — Schéma d'un chargeur automatique pour batteries d'accumulateurs de 6 V.**

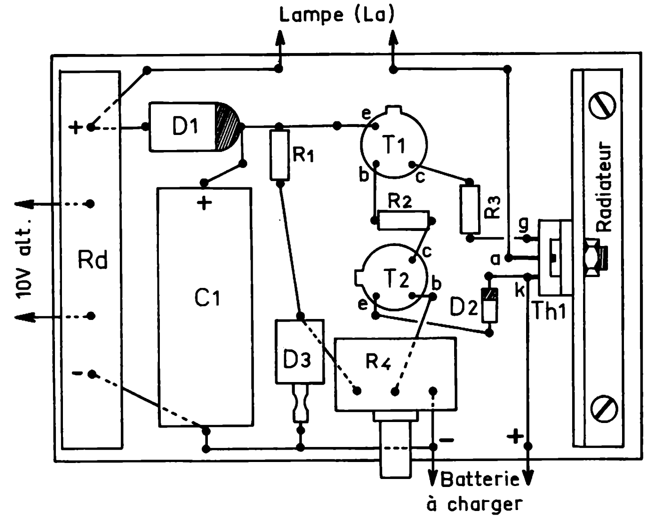



**Fig. 8-2. — Réalisation du chargeur automatique sur une plaquette « pastillée ».**

de quelque 20 mA, qui provoque l'amorçage du thyristor et, par conséquent, la charge de l'accumulateur. A chaque passage de la tension redressée ondulée par le niveau zéro, le thyristor est bloqué, mais s'amorce de nouveau dès l'alternance suivante, tant que la tension aux bornes de l'accumulateur reste inférieure à 7 V. Si ce niveau est dépassé, les deux transistors et le thyristor restent bloqués et la charge s'arrête.

Le seuil où se produit l'arrêt de la charge est déterminé par l'ajustage précis de $R_4$, et il se maintient, grâce à la stabilisation, même lorsque la tension de sortie du transformateur varie un peu.

Le courant de charge dépend du type de la lampe utilisée. Il est de quelque 2 A s'il s'agit d'une lampe de 6 V/15 W.

La figure 8-2 montre la façon dont on peut disposer les composants sur la plaquette de montage, mais auparavant nous croyons utile de donner quelques renseignements sur les composants utilisés.

Les trois résistances peuvent être de 0,25 W sans aucun inconvénient, sauf $R_1$, pour laquelle il est peut être prudent de prévoir 0,5 W.

Le condensateur électrochimique $C_1$ est prévu pour une tension de service de 25 V.

La lampe *La* est, comme il a été dit, de 6V-15 W.

La diode $D_1$ peut être une BY103, BY133, BY127, BY113, BY135, BY139, BY143, etc.

La diode $D_2$, à choisir parmi les types tels que BAV10, BAY18, BA170, BAX20, BAX85, BAY39, etc.

La diode Zener $D_3$, à tension de claquage de 9 V, est du type 1,1 W et peut être une ZD9,1, BZX61-C9V1, BZX79-C9V1, etc. En principe, on peut parfaitement utiliser une diode Zener de 400 mW.

Le transistor $T_1$ sera choisi dans la série telle que 2N2905, 2N3133, BFX30, BSW24, BFS95, 2N3250, BC557, 2N5142, etc.

Le transistor $T_2$, lui, peut être un 2N2219A, BSY92, BSY84, BSW54, BFY 46, BFX97A, etc.

Le pont redresseur qui correspond aux dimensions de la figure 8-2 est un B40C5000-3000 *(ITT)* qui admet un courant permanent de 3A sans collier de fixation et de 5A avec ce dernier. Le pont lui-même est en boîtier plastique. Il est possible, bien entendu, de le remplacer par un pont tel que BY225-100 *(RTC)*.

Le thyristor $Th_1$ représenté sur la figure 8-2 correspond au BT151-500R *(RTC)*, mais on peut utiliser également un BT109 de la même marque et à peu près de même encombrement. Ce thyristor sera fixé sur un radiateur de 5 × 5 cm à peu près.

Enfin, le potentiomètre $R_4$, que l'on soude directement sur une plaquette « pastillée », est un linéaire, de la série CP16 *(RTC)*.

## Chargeur automatique 6 V - 1 A

Ce chargeur (fig. 8-3) convient particulièrement pour l'entretien des batteries de motocyclettes, mais peut être utilisé également, bien entendu, pour des batteries de plus grande capacité, autos ou bateaux en régime de charge lente.

Le transformateur d'alimentation TR possède un secondaire à prise médiane de 2 × 12,5 V environ, et le redressement des deux alternances

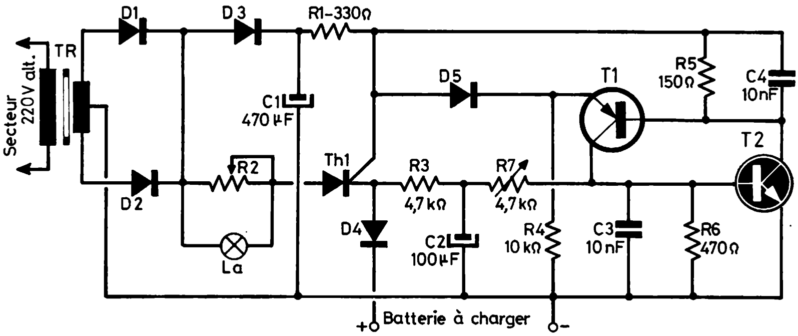



**Fig. 8-3. — Schéma d'un autre chargeur automatique pour batteries 6 V.**

s'effectue par les diodes $D_1$ et $D_2$. La tension continue ainsi obtenue est, en fait, constituée par des alternances positives, et elle est appliquée à l'anode du thyristor $Th_1$ à travers la résistance ajustable $R_2$, qui permet de régler le courant de charge à la valeur nécessaire, c'est-à-dire 1 A en règle générale.

Une lampe témoin est connectée en parallèle sur $R_2$ et son extinction indique la fin de la charge, c'est-à-dire l'instant où le circuit automatique provoque le désamorçage du thyristor.

En effet, dans la mesure où l'anode de ce dernier est alimentée en tension ondulée ou, plus exactement, en alternances positives, il reste amorcé tant que sa gâchette demeure positive par rapport à sa cathode. Dès que, par l'intervention du circuit de commande automatique, la gâchette se trouve au même potentiel que la cathode ou, à plus forte raison, négative par rapport à cette dernière, le thyristor se désamorce au premier passage par zéro de l'alternance qui suit.

La diode $D_3$ empêche le condensateur $C_1$ (filtrage de la tension destinée à la gâchette du thyristor) de se décharger à travers le thyristor, tandis que la diode $D_4$ ne permet pas à la batterie connectée de se décharger sur l'ensemble du circuit si, pour telle ou telle raison, l'alimentation de ce dernier se trouve coupée.

Le déclenchement du circuit de commande automatique, c'est-à-dire des transistors $T_1$ et $T_2$, est déterminé par la tension prélevée aux bornes de la batterie en charge, autrement dit celle que l'on trouve sur la cathode du thyristor et qui est transmise à la base de $T_2$ par $R_3$ et la résistance ajustable $R_7$. Pendant la charge, les deux transistors sont bloqués, mais aussitôt que la tension sur la base de $T_2$ devient suffisamment positive (en tenant compte de l'effet diviseur de tension de $R_6$), $T_2$ devient conducteur et la tension à son collecteur, c'est-à-dire sur la base de $T_1$, devient nettement plus négative que celle d'émetteur de $T_1$. Autrement dit, $T_1$ devient conducteur également et son courant d'émetteur, à travers $D_5$, conjointement avec celui de collecteur de $T_2$, provoque sur $R_1$ une chute de tension telle que la gâchette du thyristor se retrouve pratiquement au même potentiel que sa cathode, d'où le désamorçage de $Th_1$ et l'arrêt de la charge.

Le seuil de déclenchement du circuit de commande automatique est ajusté par la résistance variable $R_7$, dont le réglage doit se faire en connectant aux bornes de sortie une batterie fraîchement chargée et, de préférence, du même type que celles qui doivent être entretenues. A défaut d'une batterie, on peut faire appel à un bloc d'alimentation dont la tension de sortie sera ajustée à 7 V exactement, tension maximale d'une batterie 6 V chargée « à bloc ».

On commence par mettre $R_7$ au maximum de sa résistance et on s'assure que $T_2$ (et aussi $T_1$) restent bloqués : aucune chute de tension, pratiquement sur $R_5$. La lampe *La* doit rester allumée, indiquant que le thyristor est conducteur. Ensuite, on réduit progressivement la résistance en circuit de $R_7$, jusqu'à ce que le thyristor se désamorce (extinction de la lampe *La*).

Lorsque la charge d'une batterie est terminée, il est nécessaire, après l'avoir débranchée du chargeur, de couper l'alimentation de ce dernier,

afin que le circuit de commande automatique puisse revenir à l'état de repos (les deux transistors bloqués). En effet, l'ensemble $T_1$-$T_2$ n'est autre chose qu'un thyristor tétrode (genre BRY39, etc.) déclenché par sa gâchette de cathode, constituée ici par le collecteur de $T_1$ et la base de $T_2$. Autrement dit, lorsque l'ensemble $T_1$-$T_2$ est rendu conducteur, on ne peut le « neutraliser » qu'en coupant son circuit d'alimentation.

La valeur des différentes résistances du circuit de commande automatique ($R_3$-$R_4$-$R_5$-$R_6$-$R_7$) peut avoir besoin de retouches assez sensibles en fonction des transistors utilisés, dont les types possibles sont indiqués plus loin. L'essentiel, encore une fois, c'est que les deux transistors restent non conducteurs pendant toute la durée de la charge et basculent dès que la tension aux bornes de la batterie a atteint 7 V.

En principe, il n'est pas nécessaire de régler $R_2$ et $R_7$ à chaque opération de charge, à moins que la batterie à charger ne soit d'un type très différent de celui habituellement en service.

De même, le courant maximal de charge est, en fait, limité par les possibilités des diodes $D_1$, $D_2$ et $D_4$ et par celles du thyristor $Th_1$. Les diodes dont le choix est offert plus loin sont toutes prévues pour un courant maximal de 1 A, mais rien n'empêche d'utiliser des diodes telles que BYX22-600 *(RTC)*, dont les dimensions ne sont pas beaucoup plus grandes et qui, sans aucun radiateur, peuvent supporter un courant de 1,4-1,5 A. Quant au thyristor, la plupart des modèles dits de petite puissance admettent des courants largement supérieurs à 1 A.

La figure 8-4 montre l'implantation possible des composants sur une plaquette pastillée de 97 × 54 mm et les indications ci-après vous aideront dans le choix des composants.

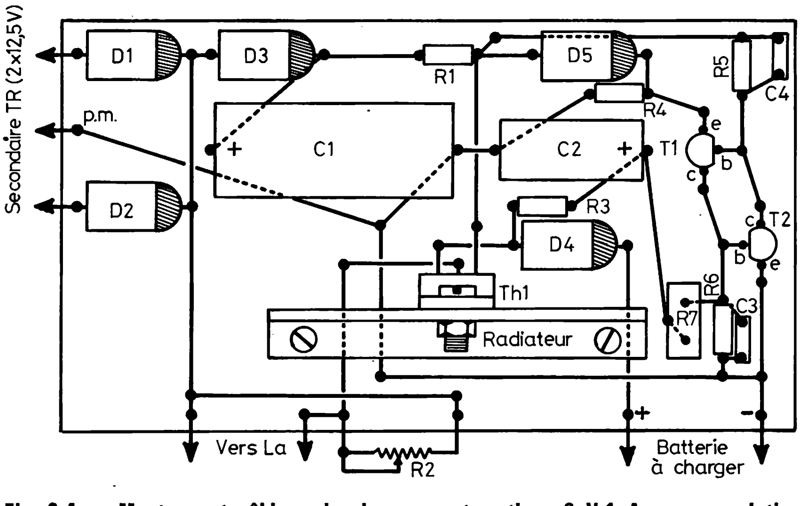



**Fig. 8-4. — Montage et câblage du chargeur automatique 6 V-1 A sur une platine pastillée (sauf le transformateur).**

Le transformateur TR doit être réalisé sur un circuit correspondant à une puissance de 30-35 VA, constitué, par exemple, de tôles 75 × 75 mm empilées sur 2 cm, ce qui donne une section de noyau de 4 cm² env. A titre

tout à fait indicatif, le primaire (220 V) comporterait 2 700 spires en fil émaillé de 0,27 mm et le secondaire 2 × 167 spires en fil émaillé de 0,80 mm.

$R_2$ est une résistance variable (potentiomètre bobiné monté en rhéostat), capable de supporter un courant de 1 A au moins. Autrement dit, il est nécessaire que la dissipation de cette résistance soit de 5 W au moins et, mieux, de 10 W, afin d'éviter un échauffement exagéré. Comme cette résistance peut devoir être ajustée assez fréquemment, il est plus logique de la fixer sur l'une des parois du coffret.

L'ampoule indicatrice *La* peut être une 4,5 V-100 mA.

La résistance ajustable $R_7$ est du type CP16 *(RTC)* dont les trois « pattes » sont prévues pour être soudées directement sur une plaquette pastillée au pas de 2,54 mm.

Toutes les autres résistances peuvent être de 0,25 W.

Les deux condensateurs électrochimiques $C_1$ et $C_2$ sont prévus pour une tension de service de 25 V.

Les condensateurs $C_3$ et $C_4$ sont de la série 629, du type « céramique plaquette » *(RTC)* particulièrement intéressants à cause de leur encombrement très réduit.

Toutes les diodes sont du même type, à choisir dans la série : BY226, BY227, BY126, BY127, BY117, BY128, BY135, BY143, etc.

$T_1$ peut être un BF450, BF372, BF416, BC557, BF342, etc.

$T_2$ est à choisir parmi les modèles tels que BF251, BF273, BF167, BF241, BC547, etc.

Enfin, le thyristor représenté sur la figure 8-4 est un BT151-500R *(RTC)*. Lorsqu'une référence de ce type est suivie de la lettre R, cela veut dire que l'anode du thyristor est reliée au boîtier, c'est-à-dire, pratiquement au radiateur. Ce dernier, dont la surface est de 50 × 50 mm, est largement suffisant, puisque le thyristor en question est prévu pour supporter un courant de 6 A. D'autres thyristors peuvent être utilisés, par exemple T3N4COO *(ITT)*, avec son radiateur spécial KL 15-5.

## Chargeur automatique 12 V - 5 A

Les possibilités de ce chargeur (fig. 8-5) répondent parfaitement aux besoins d'entretien des batteries équipant des autos ou destinés à toutes sortes d'usages. Le transformateur d'alimentation TR est prévu pour fournir au secondaire 18 V.

Le montage particulier des deux diodes redresseuses, $D_1$ et $D_2$, fait que les deux thyristors, $Th_1$ et $Th_2$, reçoivent, chacun, sur leur anode uniquement les alternances positives, mais en opposition de phase. Autrement dit, lorsque l'anode de $Th_1$ reçoit une alternance positive, celle de $Th_2$ ne reçoit rien, mais à la demi-période suivante une alternance positive apparaît sur l'anode de $Th_2$, tandis que $Th_1$ reste « neutre ».

Cela revient à faire travailler chaque thyristor à la moitié du courant nécessaire pour le circuit de charge, ce qui présente l'avantage de pouvoir utiliser des thyristors de moyenne puissance avec des radiateurs relativement réduits.

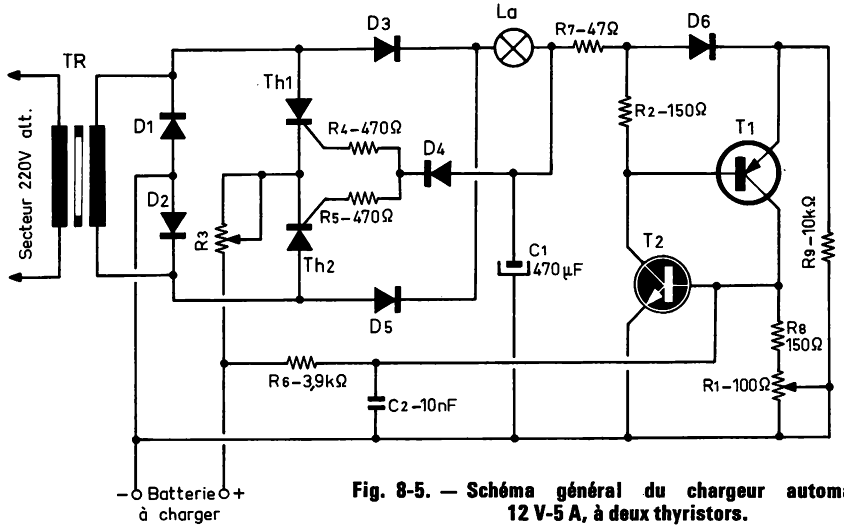



**Fig. 8-5. — Schéma général du chargeur automatique 12 V-5 A, à deux thyristors.**

Les cathodes des deux thyristors sont réunies ensemble et aboutissent au pôle « plus » du circuit de charge, à travers la résistance variable $R_3$, de forte dissipation, qui permet d'ajuster à la valeur voulue le courant de charge.

La tension continue nécessaire pour alimenter les deux gâchettes et le circuit de commande automatique est obtenue à l'aide des diodes $D_3$ et $D_5$ et du condensateur $C_1$ avec, en série, la lampe témoin *La*. De cette façon, *La* s'allume lorsque la charge est terminée, car elle se trouve alors traversée par le courant, relativement important, du circuit de commande automatique, tandis qu'en cours de charge elle ne laisse passer que le courant des deux gâchettes.

Le circuit de commande automatique, $T_1$-$T_2$, fonctionne suivant le même principe que celui de la figure 8-3, avec cette différence seulement que l'ajustage du seuil de déclenchement se fait par la résistance réglable $R_1$ placée dans le retour à la masse du circuit collecteur $T_1$-base $T_2$. Ce seuil de déclenchement est donc déterminé par le diviseur de tension $R_6$-$R_8$-$R_1$ et le réglage doit se faire de façon que $T_2$ devienne conducteur dès que la tension aux bornes de la batterie chargée atteint et dépasse 14 V.

Dès que l'ensemble $T_1$-$T_2$ devient conducteur, il se produit un appel de courant à travers la lampe témoin *La*, qui s'allume, mais en même temps, à cause de la chute de tension dans cette lampe, l'anode de la diode $D_4$ devient brusquement moins positive que son anode, d'où blocage de la diode, suppression de la tension positive appliquée aux gâchettes et désamorçage des deux thyristors.

Le réglage du seuil de coupure de la charge se fait ici un peu autrement que dans le chargeur décrit précédemment. On déconnecte la résistance $R_6$ de la sortie « plus » du chargeur et on branche, entre cette résistance et le « moins » du chargeur, soit une batterie 12 V chargée à fond, c'est-à-dire dont la tension aux bornes est de 14-14,1 V, soit un bloc d'alimentation avec la tension de sortie réglée à 14 V exactement. La résistance $R_1$ doit

être, au départ, au minimum de sa valeur et, dans ces conditions, les transistors $T_1$ et $T_2$ doivent rester bloqués : pratiquement aucune chute de tension sur $R_2$ et tension sur la base de $T_2$ inférieure au seuil de conduction (environ + 0,7 V par rapport à l'émetteur c'est-à-dire à la masse). La lampe *La* doit rester éteinte.

Ensuite, on augmente très progressivement la résistance jusqu'au déclenchement du dispositif, indiqué par l'allumage de la lampe *La* et une chute de tension très nette sur le collecteur de $T_2$. Pour « réarmer » le dispositif, c'est-à-dire pour pouvoir recommencer une séance de charge, il faut couper le circuit primaire du transformateur TR, après avoir déconnecté la batterie, ce qui fait revenir l'ensemble $T_1$-$T_2$ à l'état bloqué.

Le rhéostat $R_3$ doit être, en principe, réglé en fonction du courant de charge maximal admissible pour telle ou telle batterie, avec un maximum de 5 A. En règle générale, le courant de charge (en ampères) ne doit pas dépasser le dixième de la capacité de la batterie (en ampères-heures). Autrement dit, une batterie de 60 ampères-heures peut être chargée à 6 A, mais ne s'en portera que mieux si l'opération se fait à 5 A ou même moins.

La figure 8-6 représente la disposition possible des composants sur la plaquette de montage. Quant au choix de ces composants, on s'inspirera de ce qui suit.

Le transformateur TR doit être prévu pour une puissance de 110 VA environ. A titre indicatif, voici ses caractéristiques :

— Circuit magnétique en tôles de 105 × 75 mm (patte du milieu : 28 mm), empilées sur 34 mm;

— Section du noyau : 9,5 $cm^2$;

— Nombre de spires par volt : 9,5;

— Primaire (220 V) : 2 100 spires en fil émaillé de 0,51 mm;

— Secondaire (18 V) : 171 spires en fil émaillé de 1,8 mm.

— Les diodes de puissance, $D_1$ et $D_2$ sont, en principe, des BYX98-300R, la lettre R indiquant que leur anode est réunie au boîtier, ce qui permet de les fixer sur le même radiateur (ici, 7 × 7 = 49 $cm^2$). Ces diodes, ne conduisant que pendant une alternance sur deux, travaillent très au-dessous de leur limite, car elles admettent un courant permanent de quelque 10 A (avec un radiateur « dimensionné » en conséquence, bien entendu). De toute façon, on peut envisager l'emploi de diodes encore plus puissantes, de même présentation : BYX42-300R (12 A) et BYX99-300R (15 A).

Les diodes $D_3$, $D_4$ et $D_5$ sont du type classique 1A à choisir dans la série BY226, BY227, BY126, BY127, BY128, BY103, BY143, etc.

Les deux transistors, $T_1$ et $T_2$ sont du même type que dans le chargeur de la figure 8-3 :

— BF450, BF372, BF416, BC557, BC415, BC512, etc. pour $T_1$;

— BF251, BF273, BF167, BF241, BC547, BC385, BC407, etc., pour $T_2$.

Les deux thyristors, $Th_1$ et $Th_2$ sont identiques à celui du montage précédent (fig. 8-3) : BT151-500R. On peut utiliser également des BT109, de présentation assez semblable et qui peuvent admettre un courant permanent de l'ordre de 6,5 A.

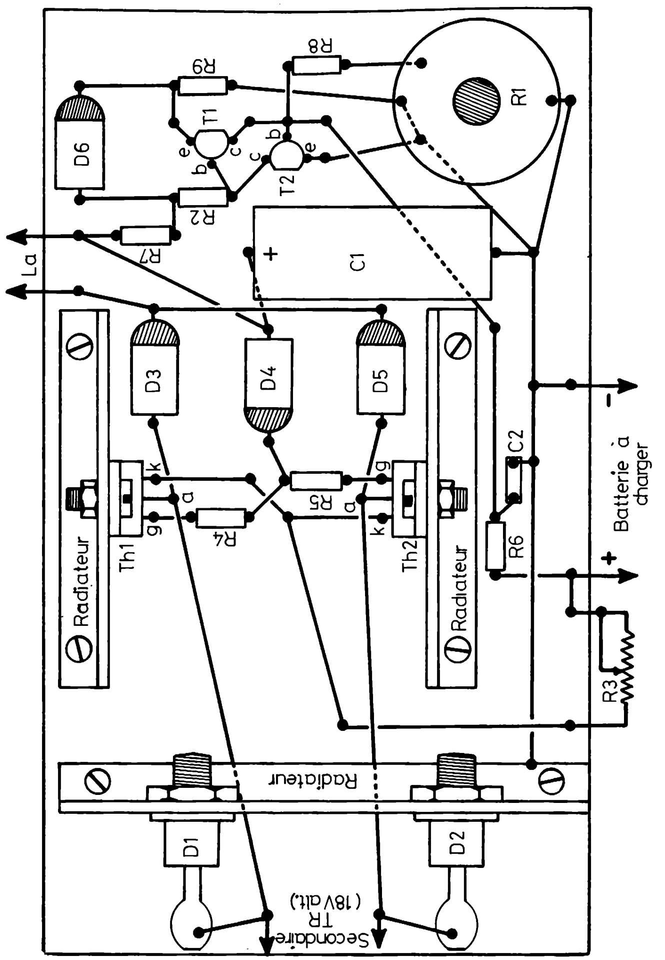



**Fig. 8-6. — Montage et câblage du chargeur automatique 12 V-5 A sur une platine pastillée. Les deux thyristors et les deux diodes sont montés sur des radiateurs.**

Le rhéostat $R_3$, prévu pour une dissipation de 50 W, doit avoir une résistance de 1 à 1,5 Ω. Pour obtenir un courant de charge de 5 A, sa résistance en circuit doit être de l'ordre de 1 Ω. Bien entendu, si on augmente la résistance, le courant diminue.

La résistance ajustable $R_1$ est un potentiomètre bobiné de la série P011 *(RTC)*, à souder directement sur une plaquette à grille de 2,54 mm. Les deux picots diamétralement opposés correspondent au curseur.

En ce qui concerne la lampe témoin *La*, ses caractéristiques, si on veut, qu'elle remplisse pleinement son rôle, dépendent, dans une certaine mesure, du courant nécessaire aux gâchettes des thyristors et de celui demandé, lors du déclenchement, par les deux transistors du circuit de commande automatique. Il est donc utile de procéder à quelques essais : 6 V, 100 ou 50 mA; 12 V, 100 ou 50 mA, etc.

Dernière remarque : il ne faut pas oublier que certaines connexions de ce chargeur sont parcourues par un courant important, et qu'il est nécessaire de leur donner un diamètre en rapport : connexions entre les

diodes $D_1$ et $D_2$ et les thyristors; celles entre les cathodes des thyristors et la sortie ($R_3$ et la borne de sortie); le fil de masse ou, du moins, la liaison entre les anodes de $D_1$ et $D_2$ et la borne de sortie « moins ».

## Chargeur automatique 12 V - 5 ou 1 A

L'originalité de ce chargeur réside dans le fait qu'il choisit automatiquement le régime de charge qui convient : charge rapide à grande intensité, pouvant atteindre 5 A; charge d'entretien, où l'intensité, ajustable à volonté, ne peut être supérieure à 1 A.

Autrement dit, si l'on connecte aux bornes de sortie de ce chargeur une batterie déchargée, c'est-à-dire dont la tension aux bornes se situe vers 1,85 V par élément, soit quelque 11,2 V pour une batterie dite « 12 V », le courant de charge sera automatiquement élevé. Lorsque la batterie aura atteint sa tension normale de « fin de charge », soit 2,2 V par élément à peu près, et 13,2 V pour une « 12 V », un inverseur électronique passe sur le régime de charge d'entretien.

### SCHÉMA GÉNÉRAL

Un transformateur (TR), prévu au primaire pour 110 ou 220 V (fig. 8-7), comporte un secondaire fournissant une tension de 2 × 14,5 V. Un ensemble de deux diodes ($D_1$ et $D_2$) redresse les deux alternances et donne à la sortie une tension continue, ou plus exactement une tension « unidirectionnelle » fortement ondulée, le pourcentage de la composante à 100 Hz étant très important.

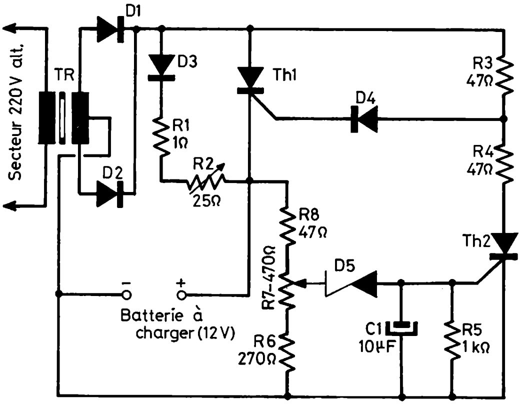



**Fig. 8-7. — Schéma général du chargeur automatique 12 V-5 ou 1 A.**

A partir de la sortie du redresseur la borne « plus » de sortie est alimentée par un circuit à deux branches en parallèle :

*a*) la diode $D_3$ en série avec les résistances $R_1$ et $R_2$, cette dernière étant ajustable;

*b*) le thyristor $Th_1$.

En régime de charge d'entretien le thyristor $Th_1$ est bloqué et le courant passe par la branche $D_3$-$R_1$-$R_2$ où cette dernière résistance permet

d'ajuster l'intensité dans une plage assez large, entre 100 mA et 1 A environ.

En régime de pleine charge le thyristor se débloque à chaque alternance, et sa résistance, infiniment plus faible que celle de la branche $D_3$-$R_1$-$R_2$, court-circuite pratiquement cette dernière.

## FONCTIONNEMENT EN RÉGIME DE PLEINE CHARGE

Le schéma du chargeur comporte, comme on peut le voir, deux thyristors : $Th_1$ et $Th_2$. On sait qu'un thyristor devient conducteur lorsqu'on applique à sa gâchette un signal positif par rapport à sa cathode. Dans le cas présent, pour rendre $Th_1$ conducteur, il faut que la diode $D_4$ conduise, c'est-à-dire que le point commun de $R_3$-$R_4$ soit légèrement plus positif que la borne « plus » de sortie.

Mais pour qu'il en soit ainsi, il est nécessaire qu'il n'y ait pratiquement aucune chute de tension sur $R_3$, c'est-à-dire que le thyristor $Th_2$ ne conduise pas, condition qui demande une tension pratiquement nulle aux bornes du condensateur $C_1$. Or, la tension aux bornes de $C_1$ dépend de l'état de conduction de la diode Zener $D_5$, qui est polarisée en inverse à une certaine tension réglable par le potentiomètre $R_7$. Donc, tant que la tension au curseur du $R_7$ ne dépasse pas la « tension Zener », la diode $D_5$ est bloquée et le thyristor $Th_2$ également.

Or, c'est ce qui arrive lorsqu'on se trouve en présence d'une batterie passablement déchargée, qui détermine, par le diviseur de tension $R_6$-$R_7$-$R_8$, une tension trop faible au curseur du $R_7$. Le thyristor $Th_2$ reste donc bloqué, tandis que $Th_1$ s'amorce.

Lorsque, après une certaine période de charge intensive, la tension de la batterie s'élève, la tension au curseur du $R_7$ arrive à égaler la « tension Zener » et la diode $D_5$ laisse passer un courant limité par $R_5$. Le thyristor $Th_2$ se déclenche et la chute de tension sur $R_3$ bloque la diode $D_4$ et, par conséquent le thyristor $Th_1$.

La diode $D_5$ peut avoir une tension de référence comprise entre 6,5 et 9,5 V, pour un courant de 5 à 10 mA. C'est pour cette raison que l'on a besoin d'un potentiomètre tels que $R_7$, afin de pouvoir ajuster la tension appliquée en fonction de la tension de l'échantillon employé. Car le coude de ces diodes est très brutal, et il est courant d'avoir affaire à une diode dont la tension Zener nominale est de 7,5 V, par exemple, qui sera bloquée à 7,5 V et conductrice à 7,7 V. On joue donc ici sur des dixièmes de volt.

## TENSIONS EN RÉGIME DE PLEINE CHARGE

Les chiffres ci-après ont été relevés au cours des essais et peuvent servir, par conséquent, de base de comparaison pour des vérifications éventuelles.

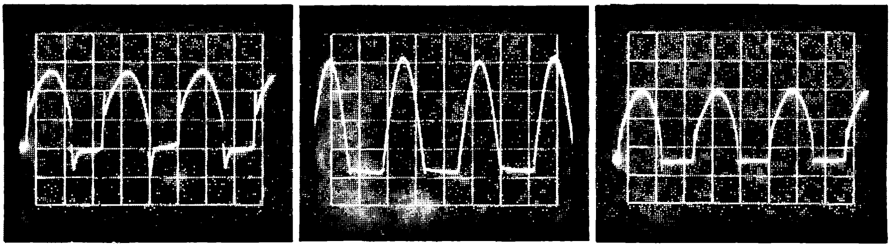
La tension de la batterie connectée au chargeur était de 11,4 V à vide. Aussitôt que le chargeur a été mis en fonctionnement, la tension aux bornes de la batterie est montée à 11,9 V, puis à 12,2-12,3 au bout de quelques minutes. A la sortie du redresseur (cathodes des diodes $D_1$-$D_2$), la tension est pratiquement la même, la chute de tension dans $Th_1$ étant

négligeable. Bien entendu, la même tension apparaît au point commun $R_3$-$R_4$, ainsi que sur l'anode du thyristor $Th_2$, car aucun courant ne circule à travers ces deux résistances.

Sur $C_1$ la tension est pratiquement nulle (en régime de pleine charge), tandis qu'au curseur de $R_7$ elle varie entre 4,4 V (vers $R_6$) et 11,5 V (vers $R_8$). Lorsque, à la mise en marche, $R_7$ est réglé à la position extrême pour 4,4 V au curseur, le montage fonctionne en régime de pleine charge. En augmentant très progressivement la tension au curseur de $R_7$, on arrive à un point critique, vers 7,2 V, décelable en mesurant la tension au point commun $R_3$-$R_4$. On sent que la tension y est à la limite d'une chute. Si on dépasse ce point, le chargeur passe en régime de charge lente. Bien entendu, la tension critique au curseur de $R_7$ dépend de la diode Zener utilisée.

Il est à remarquer (et c'est une particularité des thyristors) que si, par le réglage du potentiomètre $R_7$, on fait passer le chargeur en régime lent, il n'est plus possible de revenir en arrière, c'est-à-dire en régime de pleine charge, en ramenant le curseur de $R_7$ vers 4,4 V, car $Th_2$ reste amorcé. Il faut arrêter le chargeur, puis le remettre en fonctionnement, après avoir réglé $R_7$ pour avoir à son curseur une tension très légèrement inférieure à celle de la diode Zener.

Il est évidemment important que le curseur de $R_7$ soit réglé dans le voisinage de la tension Zener moyenne, mais pas trop à la limite, car le montage risquerait alors de basculer sur charge lente trop vite. D'un autre côté, si la tension au curseur est trop faible, le passage à la charge lente ne pourra pas se faire, même avec une batterie bien chargée.



A B C

**Fig. 8-8. — Oscillogrammes que l'on peut relever en certains points du chargeur en régime de charge rapide.**

En dehors de la mesure des tensions, le fonctionnement normal du chargeur peut être contrôlé en relevant quelques oscillogrammes. C'est ainsi qu'en régime de charge rapide on trouve, à la sortie du redresseur (cathodes $D_1$-$D_2$), et à 5 ms/cm, une composante alternative telle que A (fig. 8-8), dont l'amplitude reste relativement faible : 3,5 V c. à c. environ. A la borne « plus » du chargeur on trouve B avec 0,7 à 0,8 V c. à c. Sur la gâchette du thyristor $Th_1$, l'ondulation a la forme C, avec une amplitude de 2,5 V c. à c. environ.

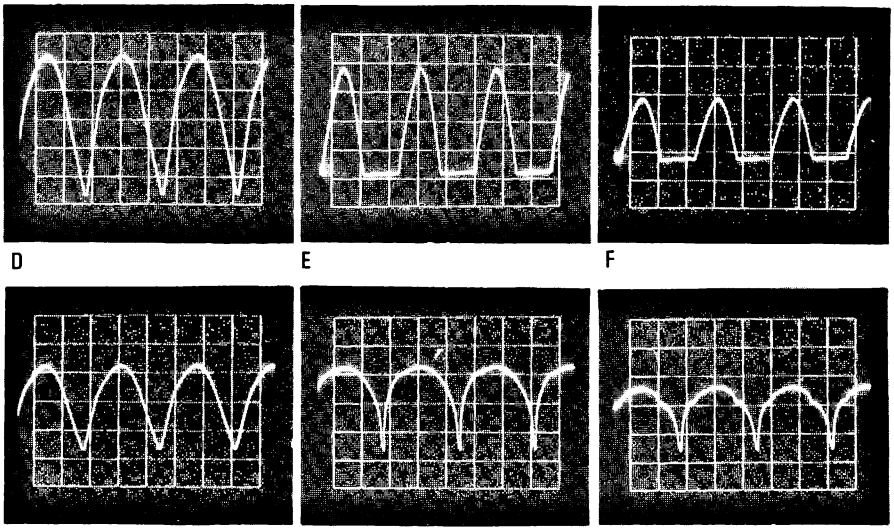
## FONCTIONNEMENT EN RÉGIME DE CHARGE D'ENTRETIEN

Lorsque le thyristor $Th_1$ se trouve bloqué par l'amorçage de $Th_2$, le courant passe par la branche $D_3$-$R_1$-$R_2$. La diode $D_3$ est nécessaire pour

que l'amorçage du thyristor $Th_1$ soit possible. Le rhéostat $R_2$, à forte dissipation, permet d'ajuster le régime de la charge d'entretien entre quelque 100 mA et 1 A.

La tension à la sortie du redresseur ne change guère par rapport au régime de charge rapide : elle est simplement un peu plus élevée. Mais la comparaison de ces deux tensions ne prouve pas grand-chose, car la forme et l'amplitude de l'ondulation que l'on y trouve sont très différentes aux deux régimes. Les mesures en continu, réalisées à l'aide d'un voltmètre électronique, par exemple, sont donc faussées et on arrive à des résultats apparemment paradoxaux. C'est ainsi que l'on peut trouver 12,6 V à la sortie du redresseur, mais quelque 14,5 V au point commun $D_3$-$R_1$ et 13,5 V environ au point commun $R_1$-$R_2$. Les résultats sont à peu près identiques lorsqu'on effectue la mesure à l'aide d'un contrôleur ordinaire. La tension au point commun $R_3$-$R_4$ est de 7,2 à 7,5 V. A l'anode du thyristor $Th_2$ on trouve une valeur très faible, correspondant à la chute de tension aux bornes de cet élément. La tension aux bornes de $C_1$ est également faible, 0,65-0,68 V, par exemple, tandis qu'au curseur du $R_7$ nous trouverons quelque 7,5 V. La tension Zener est donc égale à la différence de ces deux valeurs, soit quelque 6,8-6,85 V.

Les oscillogrammes en régime d'entretien sont assez différents de ceux en régime rapide. Nous trouverons D (fig. 8-9) à la sortie du redresseur, avec une amplitude assez élevée, de l'ordre de 25 V c. à c. Au point commun $D_3$-$R_1$, l'ondulation résiduelle prend la forme E, avec encore 8 V c. à c.



D E F

G H I

**Fig. 8-9. — Oscillogrammes que l'on peut relever en certains points du chargeur en régime de charge lente.**

Au point commun $R_1$-$R_2$ il ne reste plus que 4 V c. à c. (F) et, enfin, à la borne de sortie « plus » nous avons un oscillogramme à peu près de même forme que F, mais avec 0,2 V c. à c. à peu près.

Au point commun $R_3$-$R_4$ on trouve l'oscillogramme avec 15 V c. à c., puis, au point commun $R_4$-$Th_2$, l'ondulation de très faible amplitude (0,3 V c. à c.). Au curseur du $R_7$, enfin, on trouve I avec 0,25 V c. à c.

## COURANT INVERSE

Si la batterie reste connectée au chargeur lorsque ce dernier n'est plus alimenté, on observe un léger courant inverse (la batterie débite dans le chargeur), variable suivant le régime. Si le chargeur se trouve en position de charge lente, et en particulier, si le curseur du $R_7$ est poussé à fond vers $R_8$, ce courant peut atteindre 85-90 mA. Au contraire, si le curseur du $R_7$ est poussé à fond vers $R_6$ (charge rapide), le courant inverse descend à 15-16 mA.

Ce courant est dû, en grande partie, au pont $R_8$-$R_7$-$R_6$, plus ou moins shunté par $D_5$ (en état de conduction ou non) en série avec $R_5$. Mais les courants inverses des diodes et thyristors y interviennent également.

## RÉALISATION

La disposition possible des différents composants sur la plaquette de montage est indiquée dans la figure 8-10, mais le choix de certains composants et leur fixation demandent quelques explications.

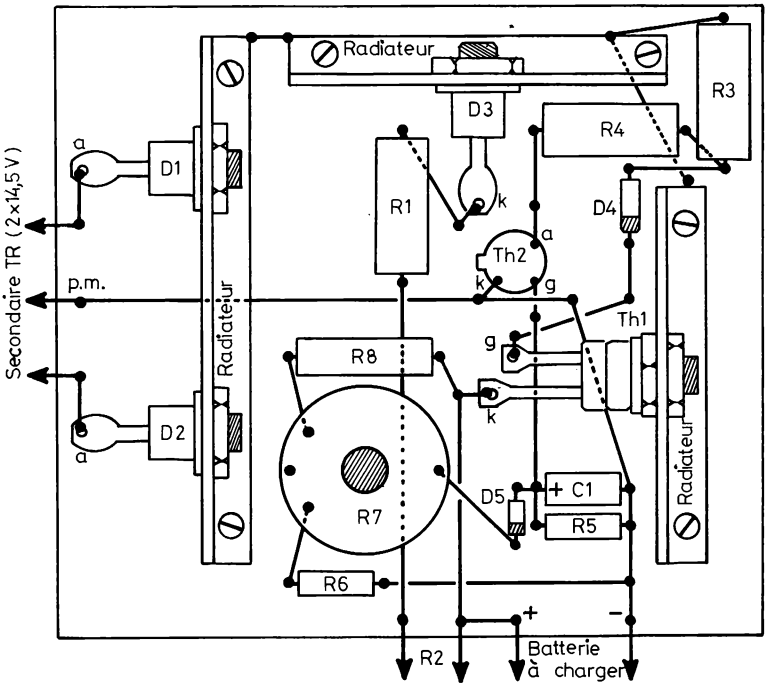



Fig. 8-10. — Montage et câblage du chargeur automatique 12 V-5 ou 1 A sur une platine pastillée.

Le transformateur d'alimentation TR n'est pas fixé sur la plaquette et ses caractéristiques, à titre indicatif, sont :

— Circuit magnétique en tôles de 100 × 85 mm (patte du milieu de 25 mm et surface fenêtre de 15 cm$^2$ env.), empilées sur 2,5 cm;

— Section du noyau : 6,3 cm$^2$ env.;

— Spires par volt : 9,6;

— Primaire (220 V) : 2 120 spires environ en fil émaillé de 0,51 mm;

— Secondaire (2 × 14,5 V) : 139 + 139 spires en fil émaillé de 1,8 mm.

Diodes $D_1$ et $D_2$. — Chacune de ces diodes doit supporter un courant qui représente, en gros, 0,8 du courant total débité par le redresseur, soit 4 A par diode environ. Il est donc possible d'envisager l'emploi de diodes telles que BYX48-300 (courant maximal 6A) avec un radiateur de 7 × 7 = 49 cm$^2$ (celui de la figure 8-10). Cependant, il est plus prudent, à notre avis, d'adopter des diodes un peu plus puissantes (10 A), telles que BYX98-300 ou BYX72-150. Remarque importante : dans tous les cas ces diodes doivent être du type « cathode au boîtier », ce qui veut dire que le radiateur se trouve au « plus » de la tension redressée.

Diode $D_3$. — Cette diode ne débite qu'un courant maximal de 1 A, en principe. On peut donc, à la rigueur, employer une diode telle que BY227, BY127 ou analogue. Nous avons préféré, sur la figure 8-10, faire figurer une diode BYX38-300R (anode au boîtier), qui est prévue pour laisser passer 6 A et qui offre donc une marge de sécurité très confortable, même avec un radiateur réduit au strict minimum.

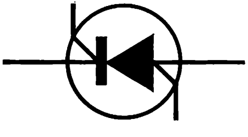
Diode $D_4$. — Peut être une 1N536, 1N360, 1N440, 1N530, 1N608, 1N879, BYX36-150, 1N4002, etc.

Diode $D_5$. — Diode Zener à choisir parmi les types tels que ZF6,8, ZF7,5, ZG8,2, ZG6,8, BZY88-C8V2, BZY88-C7V5, ou des diodes de mêmes tensions nominales des séries BZX46, BZX55 ou BZX79.

Thyristor $Th_1$. — Si on utilise un thyristor prévu pour 6 à 6,5 A, tel que 2N1771 ou BTY79-400R, il est nécessaire de faire appel à un radiateur nettement plus important. Celui qui est représenté sur la figure 8-10 (5 × 5 cm) pourrait suffire pour un thyristor un peu plus puissant : BTW38-600R ou BTW42-600R (anode au boîtier).

Thyristor $Th_2$. — Thyristor de petite puissance, que l'on trouve couramment en boîtier TO5 : 2N1595, T0,8N1AOO, etc.

Résistances. — Les résistances $R_1$, $R_3$ et $R_4$ doivent être de 2 W, la résistance $R_8$ de 1 W et les résistances $R_5$ et $R_6$ de 0,5 W. Le rhéostat $R_2$, que l'on a intérêt à fixer sur l'une des parois du coffret, doit être de 25 Ω et prévu pour une dissipation de 10 W (bobiné, bien entendu). Le potentiomètre ajustable $R_7$ est un bobiné, de la série PO11 *(RTC)*.



# 4 alimentations stabilisées

une alimentation stabilisée 185 V - 1 A

une alimentation stabilisée avec protection électronique

un régulateur de tension

une alimentation stabilisée protégée par thyristor

## Une alimentation stabilisée 185 V - 1 A

### FONCTIONNEMENT

Cette alimentation, dont le schéma est représenté dans la figure 9-1, est destinée, en principe, à un téléviseur couleurs dont elle fournit la tension nécessaire aux étages des bases de temps, et de vidéo (luminance et chrominance). Elle est munie d'un dispositif de filtrage électronique, qui réduit l'ondulation à la sortie à quelque 0,3 V et comporte un système de protection contre tout « accident » extérieur (court-circuit ou consommation exagérée).

La tension alternative du secteur est redressée par un pont de quatre diodes ($D_1$-$D_2$-$D_3$-$D_4$), de sorte que le thyristor $Th_1$, placé en série dans la ligne « plus » se trouve alimenté par une tension continue pulsée et peut être rendu « actif » pendant les deux alternances.

La stabilisation nécessaire de la tension de sortie est obtenue en « ouvrant » le thyristor plus ou moins pendant une alternance, en fonction des variations de la tension du secteur et de la charge à la sortie.

L'étage « régulateur » qui assure la commande du thyristor en tenant compte des variations ci-dessus est équipé du transistor $T_1$. Il reçoit sur sa base une fraction de la tension redressée ondulée (par le diviseur $R_2$-$R_3$-$R_4$-$R_5$) et, en même temps, les variations éventuelles de la tension de sortie par un circuit de « contre-réaction » $R_{12}$. Il réagit donc à toute modification de la tension à l'entrée et à la sortie. En plus de cela, $T_1$ est influencé par toute modification de la charge, c'est-à-dire par le courant débité par

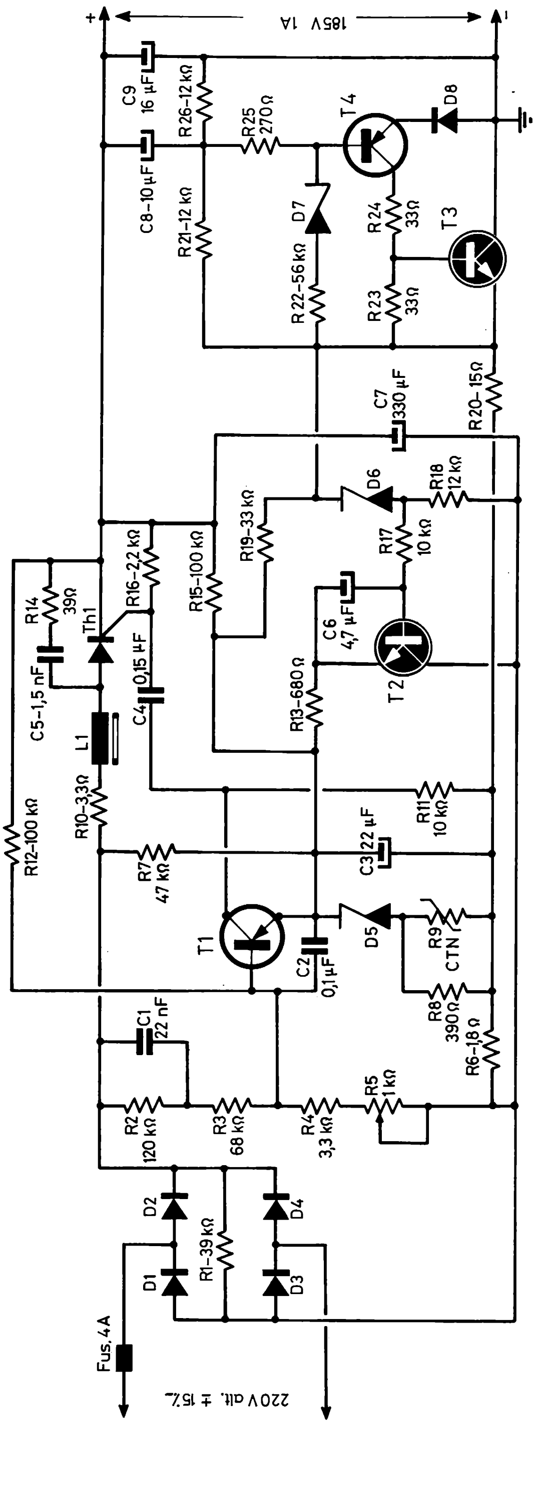



**Fig. 9-1. — Cet ensemble d'alimentation comporte un dispositif de filtrage électronique et un système de protection contre tout court-circuit ou une consommation exagérée.**

l'ensemble. Ce courant traverse la résistance $R_6$ et, de ce fait, modifie le potentiel base-émetteur de $T_1$.

Les impulsions de commande envoyées par $T_1$ sur la gâchette du thyristor se forment de la façon suivante : en fonctionnement, le potentiel d'émetteur de $T_1$ est fixé par la diode Zener $D_5$, de sorte qu'il demeure conducteur tant que sa base est nettement plus négative que son émetteur (c'est un *p-n-p*), c'est-à-dire pendant tout le temps où le niveau de la tension ondulée reste au-dessous d'un certain seuil. Mais dès que la partie ascendante d'une alternance dépasse ce seuil, $T_1$ se bloque et ne redevient conducteur qu'au moment où la partie descendante rend de nouveau la base négative par rapport à l'émetteur. A cet instant, le collecteur de $T_1$ devient brutalement positif, et cette variation de tension, assimilable à une impulsion, est transmise par $C_4$ à la gâchette du thyristor qui s'amorce.

Le système de filtrage électronique, qui complète l'action du condensateur $C_7$, comprend les transistors $T_3$ et $T_4$. L'avantage de cette solution est qu'elle évite l'emploi d'autres condensateurs électrochimiques, toujours encombrants, permet de réduire la capacité du condensateur tel que $C_7$ qui, dans un système de filtrage classique, devrait être de 1 000 $\mu$F et peut être plus, et supprime la dissipation inutile d'énergie par chute de tension dans les résistances ou les inductances.

Le principe du filtrage électronique par transistor est connu : le courant de collecteur, ou d'émetteur, d'un transistor demeure pratiquement constant et indépendant des variations de la tension collecteur-émetteur (ronflement), à condition que le transistor en question reçoive un courant de base constant. Dans le cas présent, ce courant constant est fourni par $T_4$ dont le potentiel de base est maintenu constant à l'aide d'une diode Zener. Le transistor « filtre » $T_3$ est placé dans la ligne « moins » de la tension de sortie, de sorte que son collecteur se trouve à la masse, permettant ainsi le montage direct sur l'une des parois du coffret. En effet, ce transistor exige un radiateur de quelque 3,3 °C/W, ce qui correspond, en gros, à une plaque de 150 cm$^2$, ou alors à un radiateur spécial.

Le système d'alimentation décrit comporte aussi un dispositif permettant de limiter l'appel de courant au moment de la mise sous tension. En effet, la charge de $C_3$ à travers $R_7$ retarde l'établissement d'un potentiel positif stable sur l'émetteur de $T_1$, de sorte que ce transistor ne devient conducteur qu'avec un certain retard et ne transmet une impulsion de déclenchement au thyristor qu'au dernier tiers d'une alternance. Autrement dit, le thyristor ne s'ouvre que très peu et le courant de mise sous tension est limité à une pointe de quelque 14 A de très courte durée.

Le système limiteur de courant est conçu pour que le courant de sortie ne dépasse pas 1,1 A environ, même si la sortie se trouve en court-circuit. Lorsque le courant débité par l'ensemble atteint 1,1 A, la chute de tension sur $R_6$ et $R_{20}$ représente à peu près 18 V. La diode Zener $D_6$ devient conductrice, ce qui entraîne pratiquement la saturation du transistor $T_2$, dont l'espace collecteur-émetteur court-circuite partiellement le circuit d'émetteur de $T_1$. Il en résulte que ce transistor ne peut devenir conducteur que dans le voisinage du passage par zéro de la tension ondulée, ce qui signifie que le thyristor $Th_1$ ne s'amorce que pendant une très faible partie d'une alternance et que la tension de sortie diminue considérablement.

Il est particulièrement indiqué d'équiper ce bloc d'alimentation d'un filtre antiparasites réalisé suivant le schéma de la figure 9-2 et placé entre l'entrée secteur du schéma de la figure 9-1 et la prise de courant. La réalisation de ces bobines de 200 µH peut poser quelques problèmes, car il faut utiliser du fil capable de supporter le courant total du bloc d'alimentation, c'est-à-dire au moins 0,6-0,7 mm. Quant au support et, ce qui en dépend, au nombre de spires, le plus pratique, à notre avis, serait d'utiliser un petit pot fermé, par exemple F2189 *(Oréga)*, dont les dimensions sont de 30 × 14 mm, et d'y loger (sur une carcasse) environ 70 spires.

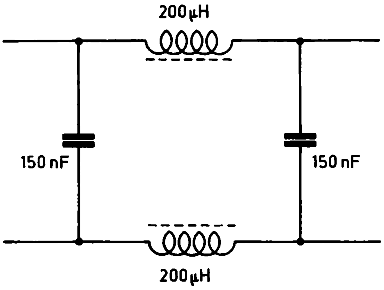



**Fig. 9-2. — Filtre antiparasites à placer entre l'entrée secteur et la prise de courant de la figure 9-1.**

L'influence des variations de température est atténuée par l'action de la thermistance $R_9$, de sorte que la tension de sortie ne varie que de 185 à 186,6 V lorsque la température ambiante passe de 20 °C à 60 °C.

## MATÉRIEL ET RÉALISATION

Toutes les résistances sont de 0,25 W sauf $R_2$ (0,5 W); $R_{10}$ (4 W, bobinée); $R_1$ (2 W); $R_6$ (2 W, bobinée); $R_{20}$ (20 W, bobinée); $R_9$ (CTN, type K11 *Siemens*).

Les condensateurs $C_1$, $C_2$ et $C_4$ sont prévus pour une tension de service de 250 V; $C_3$ et $C_6$ pour 25 V; $C_5$ et $C_9$ pour 400 V; $C_8$ pour 200 V. Le condensateur électrochimique $C_7$ (250 V) sera fixé en dehors de la plaquette de montage à cause de ses dimensions importantes.

Les diodes $D_1$, $D_2$, $D_3$ et $D_4$ sont des BY127 ou analogues : BY227, BY139, BY143, BY117, BY103, etc.

La diode $D_8$ peut être choisie dans la série BAX13, BA143, BA130, 1N914, BA164, etc.

En ce qui concerne les diodes Zener, le choix suivant est possible :
— $D_5$ : BZX79-12, BZY88-C12, BZX71-C12, etc.;
— $D_6$ : BZX79-C18, BZY88-C18, BZX71-C18, etc.;
— $D_7$ : BZX79-C47, BZX47-C47, ZY47, ZU47, etc.

Les équivalences possibles des transistors se présentent comme suit :
— $T_1$ : BC308A, BC158A, BC178A, BC418A, BC558A, etc.;
— $T_2$ : BC237B, BC107B, BC147B, BC407B, BC547B, BC115, etc.;
— $T_3$ : 2N3055, BDY20, BD182, BD121, BD123, BD130, etc.;
— $T_4$ : BD236, BD238, BD168, BD176, BD378, etc.

Le thyristor $Th_1$ : BT100A-500R, BTY79-500R, etc.

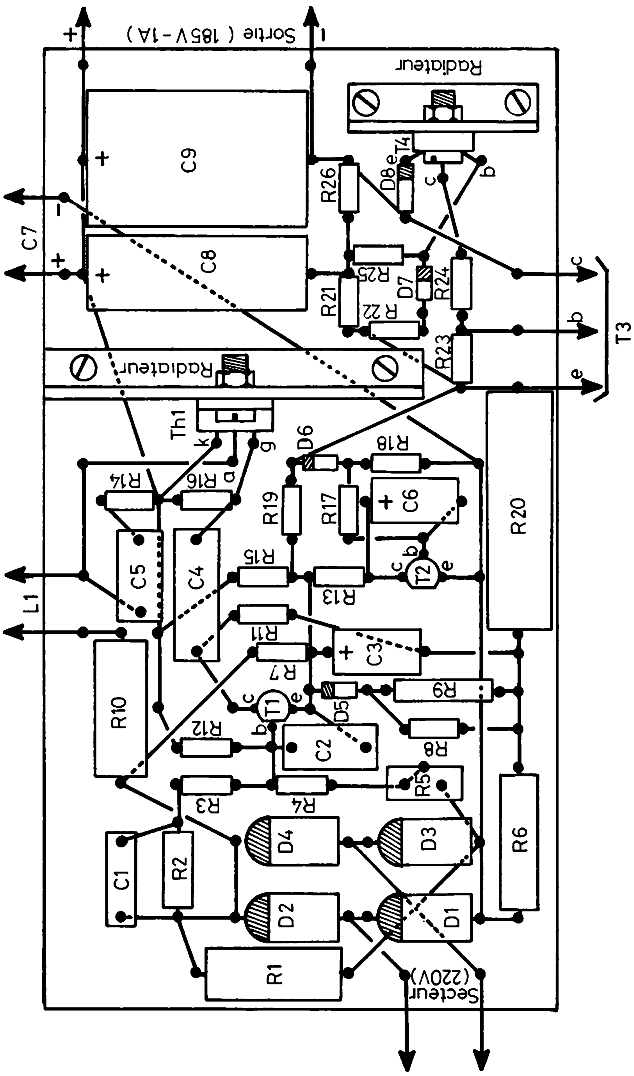



**Fig. 9-3. — Montage et câblage de l'alimentation stabilisée de la figure 9-1, sur une plaquette « pastillée ».**

Quelques mots sur la bobine $L_1$ (1,8 mH). Noyau magnétique en tôles 42 × 42 mm, avec une section de noyau de 2,5 $cm^2$ environ et un entrefer de 1,2 mm (plaquette de bakélite). Enroulement : 2 fois 100 spires en fil émaillé de 0,9 mm.

La figure 9-3 montre une implantation possible des composants sur une platine de montage.

# Alimentation stabilisée avec dispositif électronique de protection, 30 à 48 V - 2 A

## GÉNÉRALITÉS

Les circuits électroniques de protection des alimentations stabilisées se partagent en deux groupes, suivant la façon dont ils agissent :

1. Le dispositif limite le courant à une certaine valeur fixée d'avance, ce qui signifie qu'il stabilise la tension tant que ce seuil de courant n'est pas dépassé (fig. 9-4).

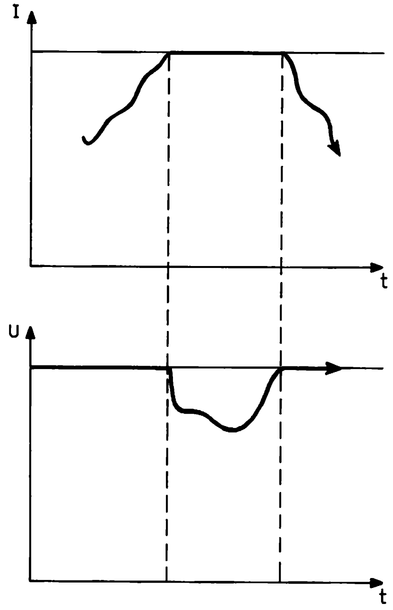



**Fig. 9-4. — Stabilisation par limitation du courant à une certaine valeur fixée d'avance.**

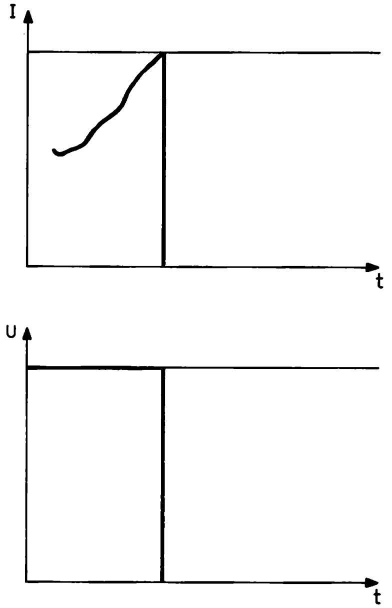



**Fig. 9-5. — Stabilisation par coupure de la tension de sortie lorsque l'intensité maximale admissible est dépassée.**

2. Le dispositif coupe la tension de sortie lorsque l'intensité maximale admissible est dépassée (fig. 9-5).

La « sécurité » de l'alimentation stabilisée décrite ici (fig. 9-6) fonctionne suivant le deuxième principe et l'ensemble de ce montage peut être partagé en quatre blocs-fonctions.

Cette alimentation possède deux sorties indépendantes donnant, chacune, une tension variable entre 30 et 48 V avec un débit de 2 A en régime permanent ou 3 A pendant peu de temps.

## AMPLIFICATEUR DARLINGTON

Il se compose de transistors $T_1$ et $T_2$ et des résistances $R_3$, $R_4$, $R_5$. Les deux transistors peuvent être considérés comme un transistor unique

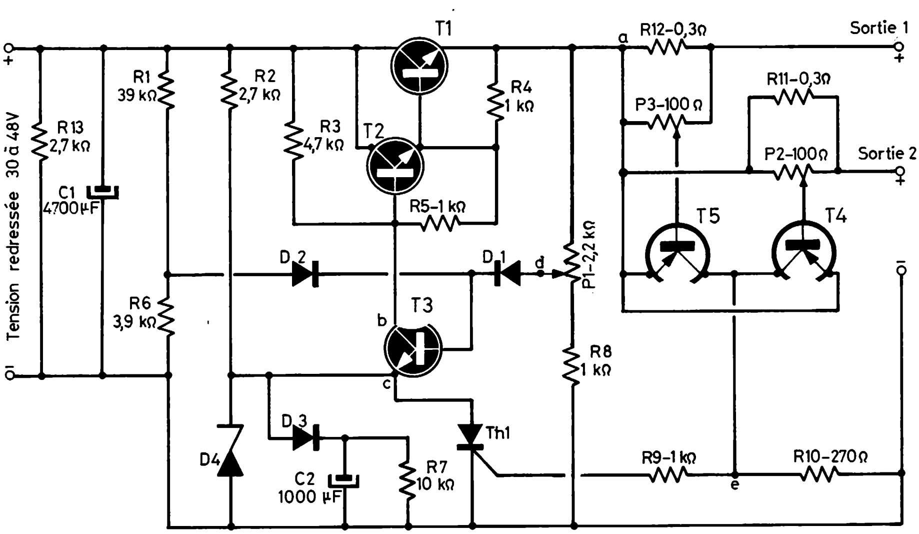



**Fig. 9-6. — Schéma de l'alimentation stabilisée avec dispositif électronique de protection.**

présentant un gain en courant très élevé. La résistance $R_3$ assure la polarisation positive de la base de $T_2$ de sorte que l'étage Darlington est saturé tant que le point *b* est « en l'air ». Mais si ce point est mis à la masse, l'étage Darlington se trouve bloqué, les résistances $R_4$ et $R_5$ contribuant à faciliter ce blocage. Entre ces deux états extrêmes, l'étage $T_1$-$T_2$ peut être régulé d'une façon continue.

## STABILISATION ET TENSION DE STABILISATION $U_g$

Cette fonction est assurée par le transistor $T_3$, les diodes $D_1$ et $D_2$ et les éléments $P_1$, $R_1$, $R_6$ et $R_8$. Le transistor $T_3$ compare la tension de référence au point *c* avec la tension de sortie au point *a*. Si la fraction $U_g$ de la tension de sortie $U_a$, prélevée au curseur de $P_1$, est plus grande que la tension au point *c*, le transistor $T_3$ est davantage conducteur et le point *b* devient plus négatif. Si la tension $U_g$ est inférieure à celle en *c*, le transistor $T_3$ conduit moins bien et le point *b* devient plus positif.

Les diodes $D_1$ et $D_2$, ainsi que les résistances $R_1$ et $R_6$ sont prévues pour que la tension à la base de $T_3$ ne puisse pas devenir inférieure à 3 V. Lorsque la tension de sortie $U_a$ tombe au-dessous de 6 V, la diode $D_2$ devient conductrice ($D_1$ est non conductrice) et le transistor $T_3$ reçoit sa polarisation du diviseur de tension $R_1$-$R_6$, qui est de 3 V environ.

## TENSION DE RÉFÉRENCE ET INTERRUPTEUR ÉLECTRONIQUE

Cette section comprend le thyristor $Th_1$, les diodes $D_3$ et $D_4$ ainsi que les éléments $R_2$, $R_7$ et $C_2$. La tension de référence est prélevée à l'entrée et obtenue par le circuit $R_2$-$D_4$, la chute de tension aux bornes de cette diode (Zener), de quelque 22 V, représentant la tension de référence.

A la mise sous tension, la tension de référence se forme lentement, car le condensateur $C_2$ se charge à travers $R_2$. D'autre part, elle peut être court-circuitée par le thyristor $Th_1$. La diode $D_3$ empêche le condensateur $C_2$ de se décharger autrement qu'à travers la résistance $R_7$, pour ne pas endommager le thyristor ou provoquer un retard dans le déclenchement du dispositif limiteur. Mais aussitôt que le thyristor est devenu conducteur, le courant à travers $R_2$ le maintient dans cet état jusqu'à la suppression de la tension à l'entrée.

## DÉCLENCHEMENT DU DISPOSITIF LIMITEUR

Le système de déclenchement comprend les transistors $T_4$ et $T_5$, ainsi que les éléments $P_2$, $P_3$ et $R_9$ à $R_{12}$. Aux bornes de la résistance $R_{11}$ (ou $R_{12}$), on trouve une fraction de la tension de sortie : quelque 200 mV en présence d'un courant de 2 A. Si cette tension dépasse le seuil de conduction du transistor $T_4$ (ou $T_5$), ce dernier devient conducteur, de sorte que le point *e* se trouve pratiquement connecté à la tension de sortie et que le thyristor se déclenche, court-circuitant la tension de référence. Les transistors $T_4$ et $T_5$, qui sont des *p-n-p* au germanium ou au silicium, doivent être choisis parmi les types supportant avec une marge de sécurité suffisante la tension égale à celle de sortie, car en fonctionnement normal, c'est cette tension qui leur est appliquée.

## FONCTIONNEMENT DE L'ENSEMBLE

A la mise sous tension de l'alimentation, la tension de sortie atteint sa valeur normale avec un retard de quelque 2 s. Le transistor $T_3$ place le point *b* à un potentiel tel que l'étage Darlington égalise les variations de tension pouvant survenir à l'entrée. Si un court-circuit se produit à la sortie, le point *e* devient positif, le thyristor $Th_1$ se déclenche court-circuite la tension de référence au point *c* et reste dans cet état grâce au courant à travers $R_2$. L'émetteur du transistor $T_3$ se trouve donc à la masse, mais sa base reste encore positive, de sorte que $T_3$ passe en saturation, ce qui place le point *b* pratiquement au potentiel de la masse et provoque le blocage de l'amplificateur Darlington. La base de $T_3$ reste positive grâce au diviseur de tension $R_1$-$R_6$ et à la diode $D_2$.

La tension de sortie tombe de la valeur nominale à quelque 700 mV, avec une résistance interne élevée. L'action régulatrice du transistor $T_3$ ne s'exerce plus.

L'ensemble reste dans cet état jusqu'à ce que l'on coupe le circuit d'entrée et que le condensateur $C_1$ soit déchargé, ce qui demande environ 20 s après la coupure. La possibilité de remettre l'alimentation en fonctionnement à l'aide d'un bouton-poussoir approprié (sans tenir compte de la persistance éventuelle d'un court-circuit à la sortie) n'a pas été prévue ici.

A la remise sous tension, si la cause du déclenchement du dispositif de sécurité n'a pas été supprimée, la tension de sortie croît jusqu'à ce que le courant correspondant atteigne le seuil du déclenchement.

## QUELQUES POINTS IMPORTANTS

Si la tension de référence est prélevée après le Darlington, le thyristor ne pourrait plus « tenir » après un déclenchement automatique, et le courant de sortie serait rétabli immédiatement, ce qui n'est pas souhaitable.

La diode Zener $D_4$ doit être d'un type suffisamment « puissant » pour supporter au moins le courant de maintien du thyristor (environ 20 mA) qui traverse $R_2$ et qui, en fonctionnement normal, circule à travers $D_4$, ainsi que le courant qui traverse le transistor $T_3$.

Le circuit $D_2$-$D_1$-$R_1$-$R_6$ a été prévu pour éliminer tout effet de stabilisation lors d'un court-circuit. Si ce circuit n'existe pas, la tension au point *c* tombe bien, en cas d'une surcharge et du déclenchement de la « sécurité », à une faible valeur, mais continue à jouer le rôle de la tension de référence pour le circuit de stabilisation. La tension de sortie est alors de l'ordre du volt, mais *stabilisée*, ce qui peut présenter un danger pour tout le bloc d'alimentation si la charge est très faible, largement inférieure à 1Ω, ce qui est le cas lorsqu'il s'agit d'un court-circuit.

## RÉALISATION ET RÉGLAGE

Le secondaire du transformateur utilisé doit fournir, en charge, une tension efficace U eff. de quelque 5 V supérieure à la tension de sortie que l'on veut obtenir. Cependant, pour U eff. > 40 V, on ne doit plus utiliser un transistor 2N3055, mais seulement les types 2N4347 ou 2N3442.

Le montage sera réalisé sur une platine imprimée ou pastillée et le transistor $T_1$ placé sur un radiateur dont la résistance thermique ne dépasse pas 1,5 °C/W. Le condensateur $C_1$ est monté séparément avec, éventuellement, $R_{13}$ soudée à ses bornes. Les transistors $T_2$ et $T_3$, ainsi que la diode Zener, doivent être munis de capuchons-radiateurs.

Si on utilise, en $T_4$ et $T_5$, des transistors silicium 2N2904A, il faut porter la valeur des résistances $R_{11}$ et $R_{12}$ à 0,3Ω-4 W.

La tension de sortie est ajustée à l'aide du potentiomètre $P_1$. Pour régler le seuil de déclenchement, on connecte à la sortie une résistance de charge de valeur telle que le courant dans le circuit d'utilisation soit inférieur de 0,2 A au courant provoquant le déclenchement (entre 2 et 5 A). On agit alors sur $P_2$, en déplaçant son curseur vers la borne de sortie, jusqu'à ce que le dispositif se déclenche; après quoi, on ramène $P_2$ très légèrement en arrière, on coupe le courant, on attend que le montage revienne à l'état de repos et on remet l'alimentation sous tension. La « sécurité » ne doit plus se déclencher, mais le faire si l'on met une résistance de 200 Ω en parallèle sur la charge. On répète les mêmes opérations pour la seconde sortie à l'aide du potentiomètre $P_3$.

## MATÉRIEL

La dissipation des résistances utilisées se répartit comme suit :
— $R_1$-$R_4$-$R_5$-$R_6$-$R_7$-$R_8$-$R_9$ : 0,25 W;
— $R_{10}$ : 0,5 W;

— $R_2$-$R_3$-$R_{11}$-$R_{12}$ : 1 W;
— $R_{13}$ : 2 W.

Le point délicat est la réalisation des résistances $R_{11}$ et $R_{12}$, qui, suivant le cas, peuvent être de 0,1 ou 0,3 Ω. On peut, par exemple, utiliser des inductances miniatures *Oréga* de la série 53600, dont le modèle correspondant à une résistance ohmique de 0,3 Ω peut supporter un courant de 1,15 A. On peut également essayer de trouver du fil résistant nickel-chrome, de 0,8 mm de diamètre, dont la résistance pour une longueur de 14 à 15 cm représente 0,3 Ω environ.

Le potentiomètre $P_1$ sera un bobiné, de la série P010 *(RTC)*, à fixer sur une équerre ou sur l'une des parois du coffret.

Les potentiomètres $P_2$ et $P_3$ sont des ajustables bobinés de la série P011, à souder directement sur la plaquette pastillée.

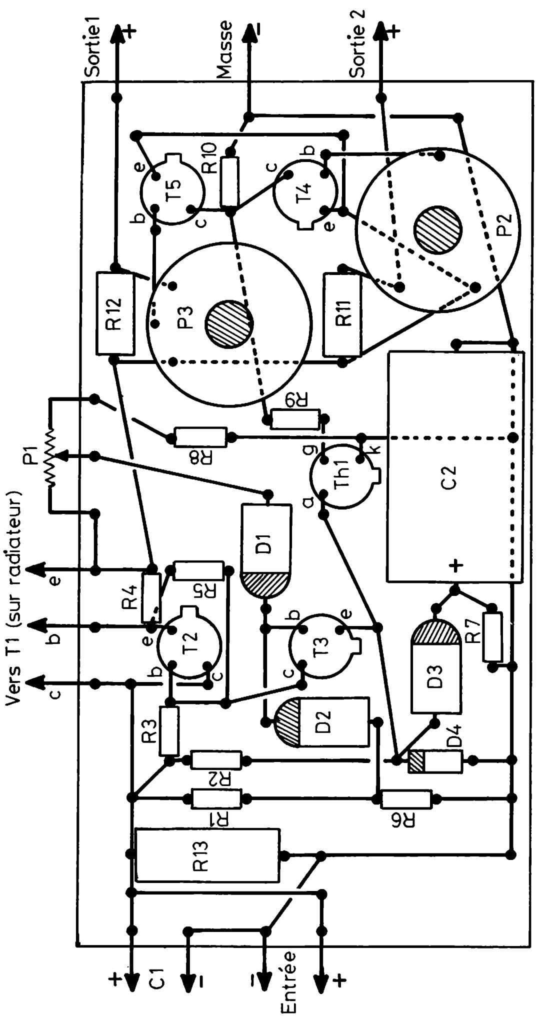



**Fig. 9-7. — Implantation et interconnexion des éléments du schéma de la figure 9-6 sur une platine pastillée de montage.**

Le condensateur électrochimique $C_1$ (tension service 70 à 80 V) doit être fixé en dehors de la plaquette, étant donné son volume.

Le condensateur $C_2$ (tension service 25 V) est de la série « Fitco » *(RTC)*.

Les diodes $D_1$, $D_2$ et $D_3$ sont du type classique « 1 A », à choisir dans la série BY127, BY227, 1N4004, BY113, BY138, BY143, etc.

La diode Zener $D_4$ est une 1,1-1,5 W dont le courant au point de stabilisation est de l'ordre de 12-15 mA : ZL22, ZU22, BZX61-C22, BZX87-C22, etc.

En ce qui concerne les transistors, voici quelques possibilités de choix :

— $T_1$ : 2N3055, 2N3442, 2N4347, BDY20, BD182, BD121, BD130, BD123. A monter sur un radiateur extérieur, de 1,5 °C/W environ. A noter qu'un radiateur moulé de cette résistance thermique est assez volumineux : longueur 120 mm; largeur 75 mm; hauteur 60 mm;

— $T_2$ : 2N2102, 2N5320, 2N4001, BSW66, BSX46, etc;

— $T_3$ : 2N1613, 2N1711, BFY67, BFY50, BFX69, BSY10, 2N2297, etc;

— $T_4$-$T_5$ : 2N2904A, BFX30, BFX12, BFX38, etc.

Le thyristor $Th_1$ sera du type 50 V-1 A, c'est-à-dire T0,8N1AOO, 2N1595, 2N2323, etc.

La figure 9-7 montre la disposition des composants sur la platine de montage.

### TENSIONS

Les tensions intéressantes à contrôler, en fonctionnement normal et à l'état déclenché sont celles du transistor $T_3$. On doit y trouver :

— En fonctionnement normal : base 21,2 V; collecteur 33 à 55 V; émetteur 21 V;

— A l'état déclenché : base 2,5 V; collecteur 0,5 V; émetteur 0,5 V.

## Régulateur de tension à thyristor

Ce régulateur, dont la figure 9-8 représente le schéma, permet, avec une tension alternative de 220 V à l'entrée, d'obtenir à la sortie, c'est-à-dire aux bornes de la charge, une tension alternative, soit de 10 à 100 V si l'interrupteur $S_1$ est en position « ouvert », soit de 120 à 210 V si cet interrupteur est fermé.

Il est également possible d'utiliser ce montage en tant que redresseur mono-alternance, en ouvrant simplement l'interrupteur $S_2$ et en fermant $S_1$. Dans ces conditions, la tension aux bornes de la charge est de 110 V.

Ce régulateur peut être utilisé pour commander un élément chauffant, un circuit d'éclairage, mais il peut aussi, si on le fait suivre d'un redresseur, constituer un ensemble de tension continue réglable.

L'élément « essentiel » de ce montage est représenté par le thyristor $Th_1$, commandé par un circuit comprenant un trigger de Schmitt (transistors $T_1$ et $T_2$) et un transistor-interrupteur $T_3$. Ce circuit reçoit les alternances positives de la tension du secteur, écrêtées par les diodes

Zener $D_1$ et $D_2$, dont le courant est fixé par la résistance $R_8$. La diode $D_3$ protège l'ensemble de toute tension inverse.

Si l'interrupteur $S_1$ est ouvert, le condensateur $C_1$ commence à se charger à travers $R_1$-$R_2$ dès la mise sous tension du dispositif. Au départ, le transistor $T_1$ est bloqué tandis que $T_2$ est saturé. Le transistor de sortie $T_3$ est bloqué, car la tension à son émetteur est inférieure (plus négative) que la tension sur sa base (collecteur de $T_2$). Il n'y a donc aucune chute de tension sur $R_9$ et, par conséquent, le thyristor $Th_1$ reste bloqué.

Dès que la tension sur $C_1$ atteint le seuil de basculement du trigger, ce dernier change d'état : $T_1$ saturé et $T_2$ bloqué. Il en résulte que $T_3$ passe également en saturation, faisant apparaître une chute de tension sur $R_9$ et provoquant, par conséquent, l'amorçage du thyristor $Th_1$.

Il est à remarquer que le thyristor amorcé shunte l'ensemble du circuit de commande et, grâce à cela, réduit la dissipation des semi-conducteurs concernés.

En faisant varier la résistance $R_1$ on modifie le temps nécessaire à $C_1$ pour se charger jusqu'au seuil de basculement du trigger et, par conséquent, l'instant de déclenchement du thyristor, ce qui fait varier le courant moyen traversant la charge. Comme le thyristor ne conduit que dans un sens, le circuit de charge ne reçoit qu'une alternance sur deux.

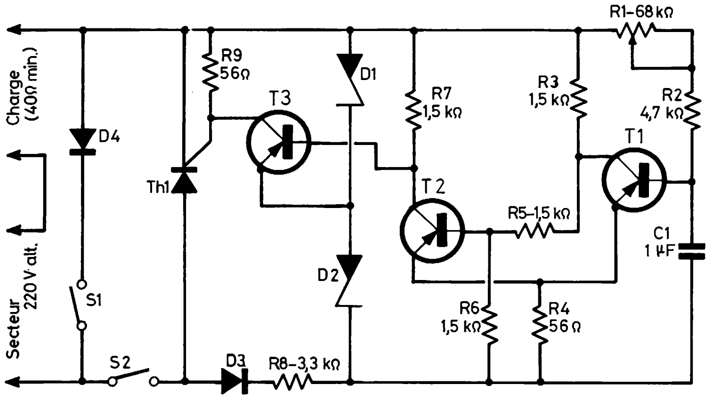



**Fig. 9-8. — Ce régulateur permet d'obtenir à la sortie une tension alternative soit de 10 à 100 V, soit de 120 à 210 V.**

Si l'interrupteur $S_1$ est fermé, le régulateur fonctionne comme ci-dessus pour les alternances positives du secteur, tandis que lors des alternances négatives le circuit de charge reçoit le courant à travers la diode $D_4$.

Le thyristor $Th_1$ et la diode $D_4$ doivent être fixés sur des radiateurs séparés de 20 cm² environ, en aluminium ou, mieux, en cuivre, de 2 mm d'épaisseur. Si on choisit ces deux semi-conducteurs de façon que le thyristor soit du type « cathode au boîtier » et la diode $D_4$ du type « anode au boîtier », on peut les fixer sur un radiateur commun de surface double (40 cm² environ).

Les deux diodes Zener, $D_1$ et $D_2$, qui sont des diodes de puissance, sont à fixer sur de petits radiateurs de quelque 15 cm². Dans ces conditions, si on fait appel à un thyristor suffisamment « puissant », de quelque 10 A, par exemple, ce régulateur peut admettre un courant de l'ordre de 6 A.

En ce qui concerne le choix du matériel, toutes les résistances fixes peuvent être de 0,25 W, sauf la résistance $R_8$, qui doit laisser passer le courant des diodes Zener et des trois transistors, soit 100 mA environ et peut-être plus.

Le condensateur $C_1$ est un 250 V (tension de service), par exemple de la série C280 *(RTC)*.

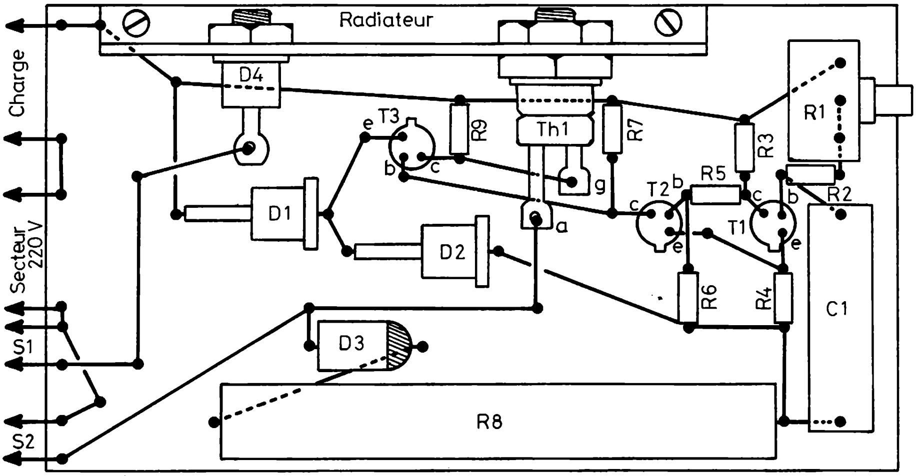



**Fig. 9-9. — Réalisation pratique, sur une plaquette « pastillée », du régulateur de la figure 9-8.**

Les diodes Zener $D_1$ et $D_2$ sont prévues pour une tension de claquage de 5,6 V et un courant nominal, en ce point, de l'ordre de 100 mA. Il faut donc choisir parmi les diodes telles que BZY96-C5V6, ZM5,6, ZU5,6, etc.

La diode $D_3$ est une classique « 1 A » : BY127, BY227, BY143, etc.

En revanche la diode $D_4$ doit être du type « puissance », capable de supporter un courant de 10 à 12 A, donc 5 à 6 A avec une marge de sécurité très confortable. On peut envisager l'emploi de diodes telles que 1N3893, BYX62-600, 1N1624, BYX42-600, etc.

Le thyristor $Th_1$ sera un 9-10 A : BTW38-600, BTW42-600, etc., ou, à la rigueur, 2N1850 (16 A).

Les trois transistors sont du même type, *p-n-p* 250 mW, germanium ou silicium, à choisir parmi les modèles suivants : ASY77, 2N3497, BC447, BC426, BC256, BC557A, BC556, etc.

La figure 9-9 montre la disposition possible des composants sur la platine de montage.

## Alimentation stabilisée protégée par thyristor 6 à 15 V - 1 A

Dans un système d'alimentation stabilisée simple, une augmentation excessive du courant débité dans le circuit d'utilisation ou, ce qui est plus grave, un court-circuit à la sortie, conduisent à une détérioration plus ou moins rapide du transistor-ballast, qui est, pour ainsi dire toujours, un transistor de puissance. Dans le cas d'un court-circuit franc la destruction de ce transistor est presque instantanée, dans tous les cas plus rapide que celle d'un fusible si ce dernier existe.

Pour y remédier, il existe des systèmes électroniques de protection qui « neutralisent » le stabilisateur en un temps suffisamment court pour que le transistor de puissance s'en tire sans dommage. Parmi d'innombrables systèmes de protection beaucoup font appel à des thyristors et le dispositif décrit ici en constitue un exemple (fig. 9-10).

Le courant débité par le stabilisateur circule à travers la résistance $R_6$ de 1Ω et la chute de tension sur cette résistance est utilisée pour commander la gâchette du thyristor $Th_1$ à travers $R_3$. Le thyristor se déclenche dès que la tension sur $R_6$ atteint et dépasse 1 V, ce qui met à la masse (ligne « moins ») la base de $T_2$ et, par conséquent, bloque ce transistor. Cela entraîne le blocage de $T_1$, donc une coupure entre l'entrée et la sortie.

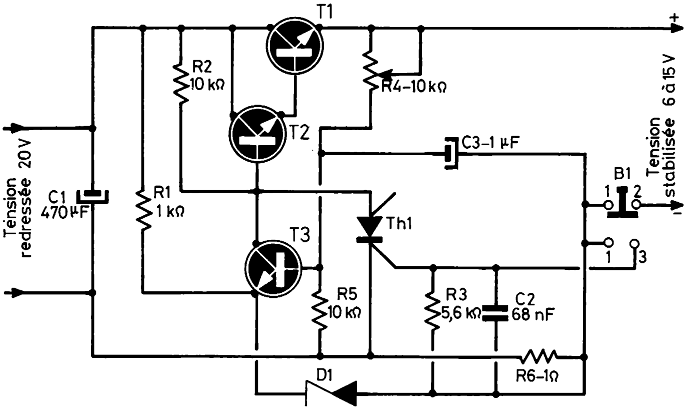



**Fig. 9-10. — Schéma de principe de l'alimentation stabilisée protégée par thyristor.**

Pour rétablir la tension à la sortie, il suffit d'appuyer sur le bouton $B_1$ de façon à établir le contact 1-3 et couper le contact 1-2. Le thyristor se désamorce et la tension à la sortie réapparaît dès que $B_1$ revient en position de repos. Cependant, si le court-circuit (ou la cause d'une intensité trop élevée) n'a pas été supprimé, le phénomène se répète et la stabilisation se trouve de nouveau bloquée.

La résistance variable $R_4$ permet d'obtenir à la sortie une tension qu'il est possible d'ajuster d'une façon continue entre 6 et 15 V.

La valeur de la résistance $R_6$ dépend de l'intensité maximale à partir de laquelle la protection doit intervenir, et aussi de la « sensibilité » de

la gâchette du thyristor qui, avec les thyristors tétrodes tels que BRY39 ou BRY46, est, en règle générale, inférieure à 1 V (de l'ordre de 0,7 V). Mais avec d'autres thyristors, même de faible puissance (2N1595 et analogues), cette tension peut atteindre 2 ou même 3 V, ce qui oblige à augmenter la valeur de $R_6$ et à tenir compte de la chute de tension qui en résulte en régime normal.

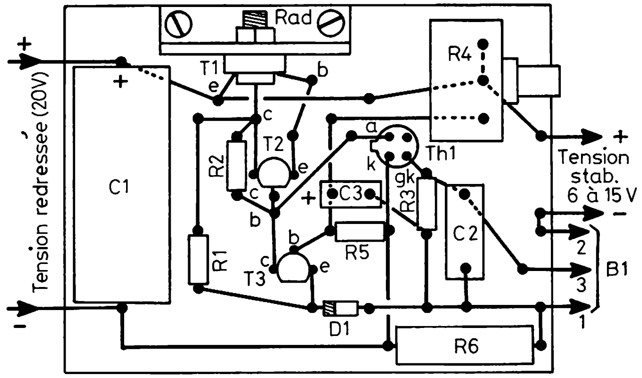



**Fig. 9-11. — Réalisation pratique, sur une plaquette « pastillée », de l'alimentation stabilisée de la figure 9-10.**

En ce qui concerne le matériel à utiliser, toutes les.résistances peuvent être de 0,25 W, sauf $R_1$ (0,5 W) et $R_6$ (1 W). Cette dernière résistance sera soit bobinée, soit constituée par 4 ou 5 résistances 4,7 Ω-0,5 W en parallèle.

Les condensateurs $C_1$, $C_2$ et $C_3$ doivent être prévus pour une tension de service de 25 V ou plus, et on choisira les modèles les moins encombrants.

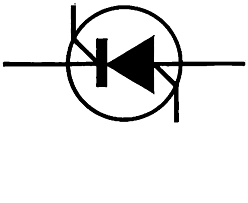
La diode Zener $D_1$ est une 400 mW pour 5,1 V : BZX79-C5V1, BZX46-C5V1, ZF5,1, ZP5,1, etc.

Le transistor $T_1$ est à choisir parmi les modèles admettant un courant permanent de collecteur de 2,5 à 3 A au moins, mais rien n'empêche d'en adopter un plus puissant. A choisir dans la série BD106A (2,5 A), BD131 (6 A), BD237 (6 A), BDY 15 (4 A), BD165 (3 A), BD148 (4 A) etc.

Les transistors $T_2$-$T_3$ sont à choisir dans la série BC171B, BC547B, BC182B, BC197B, BC267B, etc.

Le thyristor $Th_1$ est, comme il a été indiqué, un BRY39, BRY46 ou BRY20.

La figure 9-11 donne une idée sur la disposition possible des composants sur la platine de montage.



# table des matières


**Index** 5

**Liste des montages** . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 6

**Introduction** . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 9

Chapitre I. — **Rappel de quelques notions** . 11

Conducteurs, isolants et semi-conducteurs . . . . . . . . . . 11

Diodes . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 12

Transistors *p-n-p*. . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 12

Transistors *n-p-n* . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 14

Circuits à transistors . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 14

Thyristors . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 15

Structure d'un thyristor . . . . . . . . . . . . . . . . . . 15

Triac . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 18

Thyristor à double gâchette ou thyristor tétrode . . . . . . . 19

Chapitre II. — **Essai des thyristors, diodes et triacs** . . . . . . . 22

Un appareil simple pour essayer les thyristors . . . . . . . . 22

Schéma et fonctionnement . . . . . . . . . . . . . . 22

Réalisation . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 25

Un appareil pour essayer les thyristors en régime dynamique . . 26

Schéma et fonctionnement . . . . . . . . . . . . . . 26

Réalisation et matériel . . . . . . . . . . . . . . . . 27

Un essayeur de thyristors ultra-simple . . . . . . . . . . . . 29

Chapitre III. — **Gadgets pour automobiles** . . . . . . . . . . 31

Cadenceurs pour essuie-glaces . . . . . . . . . . . . . . . 31

Un cadenceur très simple . . . . . . . . . . . . . . . . . 31

Un cadenceur à deux transistors . . . . . . . . . . . . . . 33

Un montage à deux thyristors . . . . . . . . . . . . . . . 35

Clignotants de direction et d'arrêt . . . . . . . . . . . . . 36

Un ensemble de clignotants de direction et d'arrêt . . . . . . 36

Clignotant commandé par un relais . . . . . . . . . . . . . 38

Clignotant d'arrêt commandé par un transistor . . . . . . . . 40

Allumage automatique des feux de position . . . . . . . . . 41

Allumage automatique par relais . . . . . . . . . . . . . . 42
Allumage automatique par thyristor . . . . . . . . . . . . 44
Dispositifs antivol . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 45
Antivol électronique pour automobile . . . . . . . . . . . 45

Chapitre IV. — **Allumage électronique** . . . . . . . . . . . . 51

Un système simple d'allumage électronique . . . . . . . . . 53
Bloc d'allumage électronique à transistors silicium . . . . . . 57
Allumage électronique de conception originale . . . . . . . . 61
Oscillateur . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 62
Commande du blocking . . . . . . . . . . . . . . . . 62
Réalisation . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 64
Mise au point . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 66
Matériel utilisé . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 67
Allumage électronique à contre-réaction de courant . . . . . . 68
Principe et fonctionnement . . . . . . . . . . . . . . 68
Réalisation et matériel . . . . . . . . . . . . . . . . 71

Chapitre V. — **Commandes et jeux de lumière** . . . . . . . . . 74

Principe . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 74
Un orgue lumineux à trois canaux . . . . . . . . . . . . . 76
Amplificateurs sélectifs . . . . . . . . . . . . . . . . 76
Commandes des lampes . . . . . . . . . . . . . . . . 79
Un orgue lumineux simplifié . . . . . . . . . . . . . . . 85
Orgue lumineux à lumière proportionnelle à l'intensité du son . . 86
Une installation de lumière « psychédélique » . . . . . . . . 92
Un clignotant à cinq lampes 220 V . . . . . . . . . . . . . 94
Fonctionnement . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 94
Montage . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 98
Matériel . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 99

Chapitre VI. — **Relais temporisés** . . . . . . . . . . . . . . 100

Un relais temporisé très simple à deux thyristors . . . . . . . 100
Fonctionnement . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 100
Matériel . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 101
Relais à un seul thyristor (tétrode) . . . . . . . . . . . . . 102
Fonctionnement . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 102
Matériel et réalisation . . . . . . . . . . . . . . . . . 104
Deux variantes de relais à thyristors tétrode . . . . . . . . . 105

Relais temporisés sur alternatif . . . . . . . . . . . . . . 106
Principe . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 106
Commande par transistors . . . . . . . . . . . . . 108
Matériel et montage . . . . . . . . . . . . . . . . 109
Commande par thyristor . . . . . . . . . . . . . . 110
Commande par deux thyristors . . . . . . . . . . . 111
Variantes . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 112
Un relais temporisé 30 cm . . . . . . . . . . . . . . . 113
Particularités du schéma . . . . . . . . . . . . . . 113
Réalisation et matériel . . . . . . . . . . . . . . . 116
Mise au point . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 116
Un temporisateur pour agrandisseur . . . . . . . . . . 117
Performances et schéma . . . . . . . . . . . . . . 117
Matériel et réalisation . . . . . . . . . . . . . . . 119
Réglage . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 120
Temporisateur simple à usages multiples . . . . . . . . 121
Relais permettant une temporisation jusqu'à 300 s . . . . . . 123
Un relais temporisé alimenté sur piles . . . . . . . . . . 125

Chapitre VII. — **Relais sensibles à la température, à l'éclairement, au son ou à une surintensité** . . . . . . . . . . . . . . . . 128

Relais universel pour circuit d'utilisation non inductif jusqu'à 150 W . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 128
Un « fusible » électronique universel . . . . . . . . . . . 131
Un relais sensible au son . . . . . . . . . . . . . . . . 134
Un régulateur de température . . . . . . . . . . . . . . 135
Un régulateur de température à thyristors . . . . . . . . 138
Fonctionnement . . . . . . . . . . . . . . . . . . 138
Réalisation . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 139

Chapitre VIII. — **Chargeurs d'accumulateurs** . . . . . . . . . 142

Chargeur automatique 6 V . . . . . . . . . . . . . . . 142
Chargeur automatique 6 V — 1 A . . . . . . . . . . . . 144
Chargeur automatique 12 V — 5 A . . . . . . . . . . . . 147
Chargeur automatique 12 V — 5 ou 1 A . . . . . . . . . . 151
Schéma général . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 151
Fonctionnement en régime de pleine charge . . . . . . . 152
Tension en régime de pleine charge . . . . . . . . . . 152
Fonctionnement en régime de charge d'entretien . . . . . 153
Courant inverse . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 155
Réalisation . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 155

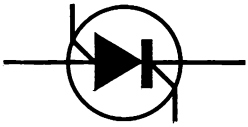
Chapitre IX. — **Dispositifs d'alimentation** . . . . . . . . . . . 157

Une alimentation stabilisée 185 V — 1 A . . . . . . . . . . . 157
Fonctionnement . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 157
Matériel et réalisation . . . . . . . . . . . . . . . . . 160

Alimentation stabilisée avec dispositif électronique de protection, 30 à 48 V — 2 A . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 162
Généralités . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 162
Amplificateur Darlington . . . . . . . . . . . . . . . 162
Stabilisation et tension de stabilisation Ug . . . . . . . . 163
Tension de référence et interrupteur électronique . . . . . 163
Déclenchement du dispositif limiteur . . . . . . . . . . 164
Fonctionnement de l'ensemble . . . . . . . . . . . . . 164
Quelques points importants . . . . . . . . . . . . . . 165
Réalisation et réglage . . . . . . . . . . . . . . . . . 165
Matériel . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 165
Tensions . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 167

Régulateur de tension à thyristor . . . . . . . . . . . . . . 167

Alimentation stabilisée protégée par thyristor 6 à 15 V — 1 A . . 170



# EXTRAIT DU CATALOGUE ÉDITIONS RADIO

**SONO ET PRISE DE SON,** par **R. Besson.** — Acoustique architecturale (isolation phonique, sonorisation, règles et normes); les matériels de prise de son, d'amplification avec l'éventail des haut-parleurs, chambre de compression, colonnes... Les installations (chaînes Hi-Fi, sonorisation des espaces extérieurs, discothèque, bar, magasin, théâtre, etc.).
216 pages, format 16 × 24

**ENCEINTES ACOUSTIQUES HI-FI,** par **P. Chauvigny.** — A construire facilement soi-même. Pour le mélomane, tous les conseils pour réaliser, à bon compte, ses propres enceintes.
112 pages, format 14 × 20 (2e édition)

**DIX ENCEINTES ACOUSTIQUES A RÉALISER SOI-MÊME,** par **P. Chauvigny.** — Tout le nécessaire, plans complets, détails, conseils ou « trucs » pour fabriquer économiquement une dizaine d'enceintes de 1-2 ou 3 voies de 5 à 70 W d'excellente qualité complété par un chapitre important sur les filtres.
176 pages, format 16 × 24

**INITIATION HI-FI, STÉRÉOPHONIE, QUADRIPHONIE,** par **P. Chauvigny.** — Tous les renseignements sur la Hi-Fi, permettant d'acheter et de tirer le meilleur parti de ses appareils.
160 pages, format 15,7 × 24

**TECHNIQUES HI-FI,** par **Ch. Dartevelle.** — Utilisation des phonocapteurs. Bras et tables de lecture. F.M. et réception stéréophonique. Alignement et réglage des récepteurs multiplex. Préamplificateurs et amplificateurs à transistors et à circuits intégrés; les protections, les alimentations, les réglages et les mesures. Casques, Quadriphonie.
384 pages, format 16 × 24 (2e édition)

**GUIDE PRATIQUE HI-FI,** par **Ch. Dartevelle.** — Les critères de qualité des six maillons d'une chaîne HI-FI : la table de lecture; le bras de lecture; le phonocapteur; l'électronique de commande; le magnétophone; le haut-parleur et les enceintes acoustiques. Avec un lexique des termes HI-FI.
160 pages, format 16 × 24 (2e édition)

**HI-FI MONTAGES PRATIQUES,** par **Ch. Dartevelle.** — Recueil de schémas éprouvés pour la réalisation de montages Hi-Fi simples; chaînes Hi-Fi économiques et à hautes performances; décodeurs stéréophoniques multiplex; filtres et enceintes, amplificateurs de casques; adaptateurs et décodeurs pour la quadriphonie.
168 pages, format 16 × 24

**NOUVEAUX PLANS DE TÉLÉCOMMANDE,** par **Ch. Pépin.** — Description de différents dispositifs de télécommande, y compris une vedette et son bassin (à bas prix).
96 pages, format 21 × 27

**MESURES ET VÉRIFICATIONS EN RADIOMODÉLISME,** par **L. Péricone.** — Un livre pour l'amateur qui réalise lui-même son ensemble émetteur-récepteur. Tous les conseils de mise au point, d'étalonnage sont expliqués ainsi que la construction et l'emploi de boucle, fréquencemètre, champmètre...
76 pages, format 16 × 24

**RADIOCOMMANDE PRATIQUE,** par **L. Péricone.** — Un ouvrage pour l'amateur de radiocommande : description et emploi du matériel; nombreux schémas d'émetteurs et de récepteurs, avec plans de câblage; réalisations complètes de voitures, bateaux, avions; technique du pilotage...
410 pages, format 16 × 24 (4e édition)

**100 MONTAGES ÉLECTRONIQUES TRANSISTORS,** par **J.-C. Potiron et W. Sorokine.** — Les montages de base de l'électronique (amplificateurs, oscillateurs, relais...) Pour chacun : schéma éprouvé, plan de câblage, liste des composants.
160 pages, format 16 × 24

## ENVOI DE NOTRE CATALOGUE SUR DEMANDE



**Editions Radio**
9, RUE JACOB - 75006 PARIS
TEL. 033.13.65 - C.C.P. 1164-34 PARIS



© Éditions Radio, Paris, 1977



Imprimerie Berger-Levrault, Nancy

Dépôt légal : 1er trimestre 1977
Éditeur n° 705 - Imprimeur : 778305
I.S.B.N. 2 7091 0705 8

On appelle souvent un thyristor ou un triac : redresseur commandé, relais sans contact, interrupteur électronique... Pourtant, chacune de ces appellations ne caractérise qu'un aspect très partiel de leurs nombreuses possibilités. W. Sorokine, auteur de nombreux ouvrages électroniques, vous invite à faire la connaissance de ces semi-conducteurs, au travers de leurs applications.

Le meilleur moyen d'y parvenir est de réaliser soi-même, parmi les quelque cinquante montages proposés, ceux qui sont utiles, ou qui simplement excitent la curiosité : gadgets auto, allumage électronique, orgues lumineux, relais divers, chargeurs automatiques, alimentations stabilisées.

Chaque montage est accompagné d'un schéma de principe, d'un plan de câblage et de tous les détails propres à en faciliter le choix et la réalisation. Ainsi, même un débutant n'éprouvera aucune difficulté à faire du bon travail.

50 montages électroniques à thyristors faciles à réaliser soi-même.

ISBN 2 7091 0705 8

EDITIONS
RADIO